

日本国特許庁

PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

190
(*) 11-177098
US

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
with this Office.

出願年月日
Date of Application:

1999年11月 4日

出願番号
Application Number:

平成11年特許願第313900号

出願人
Applicant(s):

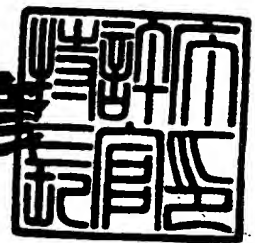
日本電気株式会社

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2000年 6月 9日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

近藤 隆彦



【書類名】 特許願
【整理番号】 71110361
【提出日】 平成11年11月 4日
【あて先】 特許庁長官 殿
【国際特許分類】 H04J 13/02
H04B 7/216

【発明者】

【住所又は居所】 東京都港区芝五丁目 7 番 1 号 日本電気株式会社内
【氏名】 大西 修

【発明者】

【住所又は居所】 東京都港区芝五丁目 7 番 1 号 日本電気株式会社内
【氏名】 奥山 俊幸

【特許出願人】

【識別番号】 000004237
【氏名又は名称】 日本電気株式会社

【代理人】

【識別番号】 100070219
【弁理士】
【氏名又は名称】 若林 忠
【電話番号】 03-3585-1882

【選任した代理人】

【識別番号】 100088328
【弁理士】
【氏名又は名称】 金田 暢之

【選任した代理人】

【識別番号】 100106138
【弁理士】
【氏名又は名称】 石橋 政幸

【選任した代理人】

【識別番号】 100106297

【弁理士】

【氏名又は名称】 伊藤 克博

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 平成11年特許願第177098号

【出願日】 平成11年 6月23日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 015129

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9710078

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 逆拡散器とタイミング検出装置とチャネル推定装置および周波数誤差測定方法と A F C 制御方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 1 シンボルあたり n チップの拡散符号で拡散された I 成分と Q 成分のベースバンド信号からなる複素ベースバンド信号の逆拡散を行うための逆拡散器であって、

前記 I 成分のベースバンド信号をある一定時間間隔で遅延させることにより順次シフトしている少なくとも $n - 1$ の整数倍個の第 1 の遅延素子と、前記第 1 の遅延素子により順次シフトされた前記 I 成分のベースバンド信号と拡散符号との間の乗算をそれぞれ行っている n 個の第 1 の乗算器と、 n 個の前記第 1 の乗算器のうちの k 個の第 1 の乗算器からの出力の積算を行ないそれぞれ I 成分の中間信号として出力している m ($= n / k$) 個の第 1 の加算器とを有する第 1 の相関器と、

前記 Q 成分のベースバンド信号をある一定時間間隔で遅延させることにより順次シフトしている 1 シンボルあたりのチップ数 n と同数の第 2 の遅延素子と、前記第 2 の遅延素子により順次シフトされた前記 I 成分のベースバンド信号と拡散符号との間の乗算をそれぞれ行っている n 個の第 2 の乗算器と、 n 個の前記第 2 の乗算器のうちの k 個の第 2 の乗算器からの出力の積算を行ないそれぞれ Q 成分の中間信号として出力している m 個の第 2 の加算器とを有する第 2 の相関器と、

前記各第 1 の相関器により生成された m 個の I 成分の中間信号と前記各第 2 の相関器により生成された m 個の Q 成分の中間信号からなる m 組の複素中間信号を、それぞれ 1 組の複素中間信号あたり基準回転角 δ ずつずらした m 段階の位相回転角で複素平面上での位相を回転させることにより回転補正を行う m 個の位相回転器と、

前記各位相回転器により回転補正が行われた後の m 個の複素中間信号の I 成分どうしの積算を行うことにより I 成分の相関値を算出している第 1 の加算器と、

前記各位相回転器により回転補正が行われた後の m 個の複素中間信号の Q 成分どうしの積算を行うことにより Q 成分の相関値を算出している第 2 の加算器とか

ら構成されている逆拡散器。

【請求項 2】 1 シンボルあたり n チップの拡散符号で拡散された I 成分と Q 成分のベースバンド信号からなる複素ベースバンド信号の逆拡散を行うための逆拡散器であって、

前記 I 成分のベースバンド信号とチップ数 n の拡散符号との間の乗算を順次行っている第 1 の乗算器と、前記第 1 の乗算器により得られた乗算値を k 個毎に順次積算して該積算値を中間信号とすることにより m ($= n / k$) 個の I 成分の中間信号を生成して出力している第 1 の相関器と、

前記 Q 成分のベースバンド信号とチップ数 n の拡散符号との間の乗算を順次行っている第 2 の乗算器と、前記第 1 の乗算器により得られた乗算値を k 個毎に順次積算して該積算値を中間信号とすることにより m 個の Q 成分の中間信号を生成して出力している第 2 の相関器と、

前記 I 成分の中間信号と前記 Q 成分の中間信号からなる m 組の複素中間信号を、1 組の複素中間信号あたり基準回転角 δ ずつ m 段階で段階的に複素平面上で順次位相回転させることにより回転補正を行う位相回転器と、

前記位相回転器により回転補正が行われた後の m 個の複素中間信号の I 成分を順次積算することにより I 成分の相関値を算出している第 1 の加算器と、

前記各位相回転器により回転補正が行われた後の m 個の複素中間信号の Q 成分を順次積算することにより Q 成分の相関値を算出している第 2 の加算器とから構成されている逆拡散器。

【請求項 3】 1 シンボルあたり n チップの拡散符号で拡散された I 成分と Q 成分のベースバンド信号からなる複素ベースバンド信号の逆拡散を行うための逆拡散器であって、

入力される前記複素ベースバンド信号のチップ数を順次カウントし、該チップ数が K チップ増加する毎に、一周の回転角度 (2π) を M 分割した角度である基準回転角ずつずらされた M 段階の位相回転角で前記複素ベースバンド信号の複素平面上での位相を回転する回転補正を段階的に行っている周波数誤差補正器と、

前記周波数誤差補正器により回転補正が行われた後の複素ベースバンド信号に対して、それぞれ拡散符号を乗算する処理を行っている拡散符号乗算器と、

前記拡散符号乗算器からの乗算値を、それぞれ I、Q 成分毎に 1 シンボル区間累積加算することにより I、Q 成分の相関値をそれぞれ生成している 2 つの累積加算器とを有する逆拡散器。

【請求項 4】 前記周波数誤差補正器が、

入力される前記複素ベースバンド信号のチップ数を順次カウントし、該チップ数が K チップ増加する毎にインクリメント指示を行っているチップ数カウンタと

前記チップ数カウンタからのインクリメント指示に従い、出力しているステップ番号が M - 1 以外の場合には該ステップ番号を 1 増加させ、該ステップ番号が M - 1 の場合には該ステップ番号を 0 に戻す処理を行っているステップ番号カウンタと、

前記基準回転角ずつずらされた M 段階の位相回転角が予め設定されていて、前記複素ベースバンド信号に対して、前記ステップ番号カウンタからのステップ番号に応じた位相回転角による回転補正処理を行っている位相回転器とから構成されている請求項 3 記載の逆拡散器。

【請求項 5】 請求項 1 から 4 のいずれか 1 項記載の逆拡散器と、

前記逆拡散器における逆拡散により得られた I 成分、Q 成分の相関値の大きさから拡散タイミングを検出するピーク検出部とから構成されるタイミング検出装置。

【請求項 6】 請求項 1 から 4 のいずれか 1 項記載の逆拡散器と、

前記逆拡散器により得られた複素シンボルに含まれている位相誤差を検出し、該位相誤差の補正を行っている回転補正部とから構成されるチャネル推定装置。

【請求項 7】 受信側の基準周波数と送信側の基準周波数との差である周波数誤差を測定するための周波数誤差測定方法であって、

それぞれ n チップの I、Q 成分のベースバンド信号を、ある一定時間間隔で遅延させることによりそれぞれ順次シフトさせ、シフトされた前記 I、Q 成分のベースバンド信号と拡散符号との間の乗算をそれぞれ行ない、得られた n 個の乗算値のうちの k 個の乗算値の積算を行ない m ($= n / k$) 個の I 成分の中間信号および m 個の Q 成分の中間信号を生成し、

m個のI成分の中間信号とm個のQ成分の中間信号からなるm組の複素中間信号を、それぞれ1組の複素中間信号あたり基準回転角 δ ずつずらしたm段階の位相回転角で複素平面上での位相を回転させることにより回転補正を行ない、

回転補正が行われた後のm個の複素中間信号のI成分どうし及びQ成分どうしの積算を行うことによりI、Q成分の相関値をそれぞれ算出し、

前記I成分の相関値と前記Q成分の相関値に基づいた複素シンボルの電力値を算出し、該電力値が最大となるような前記基準回転角 δ の値を選択し、

選択された前記基準回転角 δ に基づいて前記周波数誤差の検出を行なう周波数誤差測定方法。

【請求項8】 受信側の基準周波数と送信側の基準周波数との差である周波数誤差を測定するための周波数誤差測定方法であって、

それぞれnチップのI、Q成分のベースバンド信号とチップ数nの拡散符号との間の乗算を順次行ない、該乗算値をk個毎に順次積算して該積算値を中間信号とすることにより $m (= n/k)$ 個のI、Q成分の中間信号をそれぞれ生成し、

前記I成分の中間信号と前記Q成分の中間信号からなるm組の複素中間信号を、1組の複素中間信号あたり基準回転角 δ ずつm段階で段階的に複素平面上で順次位相回転させることにより回転補正を行ない、

回転補正が行われた後のm個の複素中間信号のI成分どうし及びQ成分どうしを順次積算することによりI、Q成分の相関値をそれぞれ算出し、

前記I成分の相関値と前記Q成分の相関値に基づいた複素シンボルの電力値を算出し、該電力値が最大となるような前記基準回転角 δ の値を選択し、

選択された前記基準回転角 δ に基づいて前記周波数誤差の検出を行なう周波数誤差測定方法。

【請求項9】 受信側の基準周波数と送信側の基準周波数との差である周波数誤差を測定するための周波数誤差測定方法であって、

入力される前記複素ベースバンド信号のチップ数を順次カウントし、

カウントされた前記チップ数がKチップ増加する毎に、一周の回転角度(2π)をM分割した角度である基準回転角ずつずらされたM段階の位相回転角で前記複素ベースバンド信号の複素平面上での位相を回転する回転補正を段階的に行な

い、

前記周波数誤差補正器により回転補正が行われた後の複素ベースバンド信号に対して、それぞれ拡散符号を乗算する処理を行ない、

前記拡散符号乗算器からの乗算値を、それぞれ I、Q 成分毎に 1 シンボル区間累積加算することにより I、Q 成分の相関値をそれぞれ生成し、

前記 I 成分の相関値と前記 Q 成分の相関値に基づいた複素シンボルの電力値を算出し、該電力値が最大となるような前記基準回転角の値を選択し、

選択された前記基準回転角に基づいて前記周波数誤差の検出を行なう周波数誤差測定方法。

【請求項 10】 請求項 7 から 9 のいずれか 1 項記載の周波数誤差測定方法により周波数誤差を測定し、

該周波数誤差が減少するように移動局の基準周波数信号の周波数の制御を行う AFC 制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、CDMA（符号分割多元接続：Code Division Multiple Access）通信システムに関し、特に周波数ずれが大きな環境下においてもタイミング検出、チャネル推定を行うことができる逆拡散器に関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、移動通信システムに用いられる通信方式として、干渉や妨害に強い CDMA 通信方式が注目されている。この CDMA 通信方式とは、送信側では送信したいユーザ信号を拡散符号により拡散して送信し、受信側ではその拡散符号と同一の拡散符号を用いて逆拡散を行うことにより元のユーザ信号を得る通信方式である。

【0003】

そのため、CDMA 通信システムでは、送信側と受信側の拡散符号系列の位相

の同期をとらなければ受信側において逆拡散を行うことができない。このため移動局では、基地局から受信した信号の復調を行う際に用いられる基準周波数信号を生成するための基準発振器として非常に周波数精度の高いTCXO (Temperature Compensated Xtal Oscillator) が用いられている。しかし、移動局には小型化および低コスト化が求められるため、移動局に用いられる基準発振器は基地局に用いられている基準発振器と比較すると周波数精度が低くなってしまう。そのため、移動局では、基準周波数信号の周波数を送信側である基地局の基準周波数信号の周波数と合わせるためのAFC (Automatic Frequency Control) 制御が行われている。

【0004】

AFC制御が行われている移動局の構成を図12を参照して説明する。このCDMA通信システムでは、1シンボルの信号は n チップの拡散符号により拡散されているものとして説明する。

【0005】

図12に示される移動局は、無線部1と、タイミング検出装置4と、チャネル推定装置5と、TCXO6と、復調部16と、AFC制御回路17とを有している。また、タイミング検出装置4は逆拡散器7とピーク検出部8とから構成され、チャネル推定装置5は逆拡散器9と回転補正部15とから構成されている。

【0006】

無線部1は、受信した高周波信号をTCXO6によって生成された基準周波数信号をもとに直交検波し、A/D変換することにより、デジタル信号のI (同位相)、Q (直交位相) 成分のベースバンド信号11、21に変換している。

【0007】

TCXO6は、AFC制御回路17により周波数が制御された信号を基準周波数信号として出力している。逆拡散器7は、無線部1からのI、Q成分のベースバンド信号11、21に拡散符号を乗算することにより逆拡散を行っている。

【0008】

ピーク検出部8は、逆拡散器7における逆拡散の際に相関値がピークとなるタ

イミングを検出することにより拡散タイミングを検出している。逆拡散器 9 は、無線部 1 からの I、Q 成分のベースバンド信号 11、21 を、ピーク検出部 8 により得られた拡散タイミングを用いて逆拡散することにより I、Q 成分のシンボルからなる複素シンボルを得ている。

【0009】

次に、逆拡散器 7、9 をデジタル・マッチド・フィルタにより実現した場合の構成を図 13 を参照して説明する。

【0010】

この場合には、逆拡散器 7、9 は、相関器 110、120 とから構成されている。そして、相関器 110 は、受信時にオーバーサンプリングが行われる場合には、受信時のオーバーサンプリングレートを OSR とすると、 $OSR \times (n-1)$ 個の遅延素子 $12_1 \sim 12_{osr(n-1)}$ と、 n 個の乗算器 $13_1 \sim 13_n$ と、加算器 14 とから構成される。相関器 120 は、同様に、 $OSR \times (n-1)$ 個の遅延素子 $22_1 \sim 22_{osr(n-1)}$ と、 n 個の乗算器 $23_1 \sim 23_n$ と、加算器 24 とから構成される。

【0011】

相関器 110 では、入力された I 成分のベースバンド信号 11 は、遅延素子 $12_1 \sim 12_{osr(n-1)}$ を順次シフトされながら、乗算器 $13_1 \sim 13_n$ により拡散符号と乗算されて相関値が計算される。そして、加算器 14 においてその相関値どうしが加算されることにより I 成分の相関値が得られる。相関器 120 においても同様にして Q 成分のベースバンド信号 21 と拡散符号との逆拡散が行われて Q 成分の相関値が得られる。この 1 組の I 成分、Q 成分の相関値が逆拡散された複素シンボルとなる。

【0012】

さらに、逆拡散器 7、9 をスライディング・コリレータにより実現した場合の構成を図 14 を参照して説明する。

【0013】

この場合には、逆拡散器 7、9 は、相関器 60、70 とから構成されている。そして、相関器 60 は、乗算器 62 と、加算器 63 と、遅延素子 64 とから構成

されている。相関器 7 0 は、同様に、乗算器 7 2 と、加算器 7 3 と、遅延素子 7 4 とから構成されている。

【0 0 1 4】

相関器 6 0 では、入力された I 成分のベースバンド信号 1 1 は、チップ毎に乗算器 6 2 により拡散符号と乗算される。そして、ここで得られたベースバンド信号 1 1 と拡散符号とを乗算することにより得られた n 個の乗算値は、加算器 6 3 と遅延素子 6 4 で構成される積算器で積算され、I 成分の相関値が得られる。相関器 7 0 でも同様にして、Q 成分のベースバンド信号 2 1 の逆拡散が行われ Q 成分の相関値が得られる。この 1 組の I 成分、Q 成分の相関値が逆拡散された複素シンボルとなる。

【0 0 1 5】

回転補正部 1 5 は、逆拡散器 9 により得られた I、Q の複素シンボルに含まれている位相誤差を検出し、その位相誤差を補正している。

【0 0 1 6】

次に、チャネル推定装置 5 中の回転補正部 1 5 において行われるチャネル推定について説明する。

【0 0 1 7】

チャネル推定とは、移動局における基準周波数信号の周波数ずれ等により回転してしまった複素シンボルの位相を推定し、その位相を補正することである。このチャネル推定は、基地局から送信されてくるデータに含まれているパイロットシンボルを基準にして行われている。

【0 0 1 8】

まず、このパイロットシンボルについて説明する。ある規格における、基地局から移動局に対して送信される回線である下り回線の止まり木（パーチ）チャネルのフレーム構成を図 1 5 を参照して説明する。

【0 0 1 9】

止まり木チャネルを構成している 7 2 0 m s のスーパフレームは、1 0 m s 間隔の 7 2 個の無線フレーム $5 0_1 \sim 5 0_{72}$ によって構成されている。そして、この無線フレーム $5 0_1 \sim 5 0_{72}$ は、それぞれ 1 6 のタイムスロット $5 1_1 \sim 5 1_{16}$

により構成されている。そして、各タイムスロット $51_1 \sim 51_{16}$ は、それぞれ 1 シンボルのサーチコードシンボル 52 と、5 シンボルの送信データシンボル 53 と、4 シンボルのパイロットシンボル 54 とから構成されている。このパイロットシンボル 54 は、各タイムスロット $51_1 \sim 51_{16}$ によって異なる値となっているが、そのパターンは予め定められたパターンとなっている。そのため、移動局は、パイロットシンボル 54 を実際に受信する前に送信されてくるはずのシンボルパターンを知ることができる。そして、この規格の場合には、移動局では 4 つのパイロットシンボル 54 を使用して基地局との位相誤差および周波数誤差を測定することができる。

【0020】

そして、このパイロットシンボル 54 の 4 つの複素シンボルを I Q 平面上に示したものが、図 16 に示す複素ベクトル 45 ~ 48 のようになったとすると、隣接する各パイロットシンボルは、それぞれ θ_1 、 θ_2 、 θ_3 だけ位相回転していることになる。

【0021】

復調部 16 は、回転補正部 15 により位相誤差が補正された I、Q の複素シンボルを復調することにより元のシンボルを得ている。AFC 制御回路 17 は、回転補正部 15 により検出された位相誤差に基づいて TCXO 6 から生成される基準周波数信号の周波数と基地局の基準周波数との差である周波数誤差を計算し、その周波数誤差が少なくなるように TCXO 6 から生成される基準周波数信号の周波数を制御している。

【0022】

この従来の AFC 制御方法が行われる移動局では、TCXO 6 により生成される基準周波数信号に周波数ずれが発生し逆拡散器 9 により得られる複素シンボルの位相が回転した場合でも、その基準周波数信号の周波数ずれがある一定範囲内であれば回転補正部 15 により位相誤差は補正されて復調部 16 において正常な復調が行われる。

【0023】

しかし、基準周波数信号の周波数ずれがある一定範囲を超えると上記従来の移

動局では、AFC制御によりその周波数ずれを補正することができなくなってしまう。つまり、AFC制御の引き込み範囲を超えてしまう。上記従来の移動局では、このようなことが発生する理由を下記に説明する。

【0024】

キャリア周波数ずれが発生すると1シンボル区間であるnチップ区間において位相が回転してしまう。つまり、各チップ間においても位相誤差が発生する。

【0025】

しかし、上記従来例における逆拡散器7では、1シンボル区間のn個のチップの信号全てを同位相で相関値演算を行なうことにより複素シンボルを得ている。そのため、各チップと拡散符号の相関値を加算することにより得られる相関値も小さなものとなってしまう拡散利得が低下してしまう。そのため、タイミング検出装置5において、拡散タイミングを得ることができる確率であるタイミング捕捉率も下がってしまう。そして、拡散タイミングを得ることができなければ、逆拡散器9における逆拡散もできなくなり、それ以降のチャネル推定、AFC制御等を行うことができなくなる。

【0026】

この周波数ずれが大きくなりタイミング捕捉率が低下してしまう様子を図17を参照して説明する。図17は、キャリア周波数の周波数ずれ量をパラメータとした場合の、タイミング捕捉率と信号1ビットあたりのエネルギー対平均雑音電力スペクトル密度 (E_b/N_0) の関係を示すグラフである。

【0027】

このグラフより、周波数ずれが0ppmの場合には E_b/N_0 が低下してもさほどタイミング捕捉率が低下していないのに比較すると、周波数ずれが3ppm、5ppmと増加するに従ってタイミング捕捉率が低下することがわかる。特に、周波数ずれが5ppmとなるとタイミング捕捉率は急激に低下している。

【0028】

また、チャネル推定装置5におけるチャネル推定では、拡散利得が低下するとエラーレートが増加してしまう。さらに、上記従来の移動局では、シンボルレートでチャネル推定を行っているため、1シンボルあたり 180° を超える位相ず

れが発生すると、拡散利得の低下が著しく、シンボル単位でのチャネル推定は非常に困難となってしまいます。また、どちらの方向に位相がずれたのかを検出することはできないため周波数ずれ量の検出は不可能である。

【0029】

例えば、TCXO6の基準周波数が2GHzであり、シンボルレートが16ksps（シンボル／秒）であると、基準周波数が1ppmずれると 45° ／シンボルの位相誤差が発生し、4ppmずれると 180° ／シンボルの位相誤差が発生してしまう。

【0030】

キャリア周波数の周波数ずれ量をパラメータとした場合の、ビット誤り率（BER）と信号1ビットあたりのエネルギー対平均雑音電力スペクトル密度（Eb／N0）の関係を示すグラフを図18に示す。このグラフより、周波数ずれが0～4ppmへと増加していくに従って、同じEb／N0で得られるBERは小さくなっていることがわかる。

【0031】

上記で説明した従来例の場合では、TCXO6の周波数ずれが ± 4 ppmの範囲内であれば周波数ずれ量を検出することができるので、その周波数ずれをAFC制御により補正することができる。このことにより、AFC制御における現実的な引き込み範囲は ± 4 ppm程度であるといえる。

【0032】

このような課題を解決してAFC制御における引き込み範囲を拡大した発明が特開平9-200081号公報に記載されている。この従来の移動局における周波数誤差検出回路を図19に示す。

【0033】

この従来の周波数誤差検出回路は、複素マッチド・フィルタ131、132と、複素拡散符号発生器133、134と、ピーク検出平均部135、136と、ピーク位置検出部137と、電力計算部138、139と、電力差計算部143と、周波数誤差変換部142とから構成されている。また、電力差計算部143は、加算器140と、正規化回路141とから構成されている。

【0034】

この従来の周波数誤差検出回路では、無線部で受信され直交検波されたベースバンド複素信号は、複素マッチド・フィルタ131、132に入力され、それぞれ複素拡散符号発生器133、134で発生された複素拡散符号とを乗算されて複素相関が計算される。そして、ピーク位置検出部137によって検出された複素相関の最大値タイミングでそれぞれ2つのピーク検出平均部135、136でピーク最大値の数シンボル時間の平均が取られ、2つの電力計算部138、139において電力値が計算される。電力差計算部143では、加算器140により計算された電力値の差が求められ、正規化回路141により電力値の差の正規化が行われる。そして、周波数誤差変換部142では、正規化された電力値の差から該当する周波数誤差が求められて出力される。ここで、複素拡散符号発生器133、134はそれぞれ、正の周波数オフセットを与えて予め算出させた複素拡散符号と、正の周波数オフセットと絶対値が等しく負の周波数オフセットを与えて予め算出された複素拡散符号を出力する。このため、複素相関値にはシンボル時間内に周波数オフセットが与えられる。

【0035】

この従来の周波数誤差検出回路によれば、予め周波数オフセットを与えた複素拡散符号を用いて逆拡散を行うことにより、AFC制御における周波数誤差の引き込み範囲を拡大することができる。

【0036】

しかし、この従来の周波数誤差検出回路では、周波数オフセットを与えた複素拡散符号を予め記憶しておくためのメモリが必要となる。また、ベースバンド信号と拡散符号を乗算する高速なチップレート処理において、ベースバンド信号と複素拡散符号を乗算する複素乗算が必要となる。図13、図14に示したような従来の逆拡散器では、拡散符号は1ビットの信号であるため、ベースバンド信号と拡散符号との間の乗算は、実際の処理としては符号操作により行われていた。しかし、周波数オフセットを与えた拡散符号を表現するためには必要となるビット数が多くなるので、ベースバンド信号と拡散符号との間の乗算はこのような符号操作によっては実現することができず、複数ビットどうしの信号を乗算するこ

とができる乗算器が必要となる。よって、ベースバンド信号と周波数オフセットを与えていない拡散符号との間の乗算を行う場合と比較すると複素乗算を行うためには逆拡散器の回路規模、消費電力が大幅に増加してしまうことになる。

【0037】

携帯電話等の移動局では、小型化および低消費電力化を行うことが要求されているが、逆拡散器の回路規模および消費電力の増加はこれに反することになってしまう。

【0038】

【発明が解決しようとする課題】

上述した従来の逆拡散器およびAFC制御方法では、下記のような問題点があった。

(1) シンボルレートでのチャネル推定により得られた位相誤差を用いたAFC制御方法だけでは、周波数ずれが大きな環境下においてはタイミング検出、チャネル推定自体を行うことができなくなり、その結果としてAFC制御における引き込み範囲が狭くなる。

(2) 特開平9-200081号公報記載のAFC制御では、逆拡散器の回路規模、消費電力の大幅な増加を招いてしまう。

【0039】

本発明の目的は、逆拡散器の回路規模、消費電力を大幅に増加させることなく周波数ずれが大きな環境下においてもタイミング検出、チャネル推定を行うことができる逆拡散器を提供し、このことによりAFC制御における引き込み範囲を拡大することである。

【0040】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために、本発明の逆拡散器は、1シンボルあたり n チップの拡散符号で拡散されたI成分とQ成分のベースバンド信号からなる複素ベースバンド信号の逆拡散を行うための逆拡散器であって、

前記I成分のベースバンド信号をある一定時間間隔で遅延させることにより順次シフトしている少なくとも $n-1$ の整数倍個の第1の遅延素子と、前記第1の

遅延素子により順次シフトされた前記 I 成分のベースバンド信号と拡散符号との間の乗算をそれぞれ行っている n 個の第 1 の乗算器と、 n 個の前記第 1 の乗算器のうちの k 個の第 1 の乗算器からの出力の積算を行ないそれぞれ I 成分の中間信号として出力している m ($= n/k$) 個の第 1 の加算器とを有する第 1 の相関器と、

前記 Q 成分のベースバンド信号をある一定時間間隔で遅延させることにより順次シフトしている 1 シンボルあたりのチップ数 n と同数の第 2 の遅延素子と、前記第 2 の遅延素子により順次シフトされた前記 I 成分のベースバンド信号と拡散符号との間の乗算をそれぞれ行っている n 個の第 2 の乗算器と、 n 個の前記第 2 の乗算器のうちの k 個の第 2 の乗算器からの出力の積算を行ないそれぞれ Q 成分の中間信号として出力している m 個の第 2 の加算器とを有する第 2 の相関器と、

前記各第 1 の相関器により生成された m 個の I 成分の中間信号と前記各第 2 の相関器により生成された m 個の Q 成分の中間信号からなる m 組の複素中間信号を、それぞれ 1 組の複素中間信号あたり基準回転角 δ ずつずらした m 段階の位相回転角で複素平面上での位相を回転させることにより回転補正を行う m 個の位相回転器と、

前記各位相回転器により回転補正が行われた後の m 個の複素中間信号の I 成分どうしの積算を行うことにより I 成分の相関値を算出している第 1 の加算器と、

前記各位相回転器により回転補正が行われた後の m 個の複素中間信号の Q 成分どうしの積算を行うことにより Q 成分の相関値を算出している第 2 の加算器とから構成されている。

【0041】

本発明の逆拡散器は、デジタル・マッチド・フィルタ型の相関器を用いた場合のものであり、第 1 および第 2 の乗算器により複素ベースバンド信号と拡散符号との間で乗算を行ない、その n 個の乗算値をそれぞれ積算して複素シンボルを得る前に、第 1 および第 2 の加算器により k 個の乗算値毎に積算を行うことにより m 個の複素中間信号を生成して、位相回転器により m 個の複素中間信号に対して周波数オフセットを与えることにより、1 シンボル区間内での回転を補償して、大きな拡散利得を得られるようにしたものである。

【0042】

したがって、大きな拡散利得が得られることによりタイミング捕捉率を増加させることができるとともに複素シンボル生成前において位相誤差を補正するためAFC制御における引き込み範囲を拡大することができる。

【0043】

また、本発明の他の逆拡散器は、1シンボルあたり n チップの拡散符号で拡散されたI成分とQ成分のベースバンド信号からなる複素ベースバンド信号の逆拡散を行うための逆拡散器であって、

前記I成分のベースバンド信号とチップ数 n の拡散符号との間の乗算を順次行っている第1の乗算器と、前記第1の乗算器により得られた乗算値を k 個毎に順次積算して該積算値を中間信号とすることにより m ($= n/k$) 個のI成分の中間信号を生成して出力している第1の相関器と、

前記Q成分のベースバンド信号とチップ数 n の拡散符号との間の乗算を順次行っている第2の乗算器と、前記第1の乗算器により得られた乗算値を k 個毎に順次積算して該積算値を中間信号とすることにより m 個のQ成分の中間信号を生成して出力している第2の相関器と、

前記I成分の中間信号と前記Q成分の中間信号からなる m 組の複素中間信号を、1組の複素中間信号あたり基準回転角 δ ずつ m 段階で段階的に複素平面上で順次位相回転させることにより回転補正を行う位相回転器と、

前記位相回転器により回転補正が行われた後の m 個の複素中間信号のI成分を順次積算することによりI成分の相関値を算出している第1の加算器と、

前記各位相回転器により回転補正が行われた後の m 個の複素中間信号のQ成分を順次積算することによりQ成分の相関値を算出している第2の加算器とから構成されている。

【0044】

本発明の逆拡散器は、スライディング・コリレータ型の相関値を用いた場合のものであり、第1および第2の乗算器により複素ベースバンド信号と拡散符号との間で順次乗算を行ない、その n 個の乗算値をそれぞれ積算して複素シンボルを得る前に、 k 個の乗算値毎に積算を行うことにより m 個の複素中間信号を生成し

て、その m 個の複素中間信号に対して順次周波数オフセットを与えることにより、1シンボル区間内での回転を補償して、大きな拡散利得を得られるようにしたものである。

【0045】

したがって、大きな拡散利得が得られることによりタイミング捕捉率を増加させることができるとともに複素シンボル生成前において位相誤差を補正するためAFC制御における引き込み範囲を拡大することができる。

【0046】

本発明の他の逆拡散器は、1シンボルあたり n チップの拡散符号で拡散されたI成分とQ成分のベースバンド信号からなる複素ベースバンド信号の逆拡散を行うための逆拡散器であって、

入力される前記複素ベースバンド信号のチップ数を順次カウントし、該チップ数が K チップ増加する毎に、一周の回転角度(2π)を M 分割した角度である基準回転角ずつずらされた M 段階の位相回転角で前記複素ベースバンド信号の複素平面上での位相を回転する回転補正を段階的に行っている周波数誤差補正器と、

前記周波数誤差補正器により回転補正が行われた後の複素ベースバンド信号に対して、それぞれ拡散符号を乗算する処理を行っている拡散符号乗算器と、

前記拡散符号乗算器からの乗算値を、それぞれI、Q成分毎に1シンボル区間累積加算することによりI、Q成分の相関値をそれぞれ生成している2つの累積加算器とを有している。

【0047】

また、本発明の他の逆拡散器では、前記周波数誤差補正器は、入力される前記複素ベースバンド信号のチップ数を順次カウントし、該チップ数が K チップ増加する毎にインクリメント指示を行っているチップ数カウンタと、

前記チップ数カウンタからのインクリメント指示に従い、出力しているステップ番号が $M-1$ 以外の場合には該ステップ番号を1増加させ、該ステップ番号が $M-1$ の場合には該ステップ番号を0に戻す処理を行っているステップ番号カウンタと、

前記基準回転角ずつずらされた M 段階の位相回転角が予め設定されていて、前

記複素ベースバンド信号に対して、前記ステップ番号カウンタからのステップ番号に応じた位相回転角による回転補正処理を行っている位相回転器とから構成されている。

【0048】

本発明では、拡散符号乗算器による逆拡散処理を行う前に、周波数誤差補正器による位相回転補正を行っているため、拡散符号乗算器における逆拡散処理には従来の逆拡散処理からの変更は何も必要ではなく、相関器の構成に関して自由度が増し、逆拡散処理を分割することができない相関器でも使用することができる。また、本発明は、位相回転器を1つしか必要としないとともに、累積加算処理も1段しか必要としないため簡単な回路構成により実現することができる。さらに、本発明では、拡散符号乗算器による逆拡散処理の前に周波数誤差補正器による回転補正処理を行うため、補正処理単位をシンボル拡散率とは独立に設定することができる。

【0049】

本発明のタイミング検出装置は、上記の逆拡散器と、その逆拡散器における逆拡散により得られたI成分、Q成分の相関値の大きさから拡散タイミングを検出するピーク検出部とから構成される。

【0050】

本発明のタイミング検出装置では、上記で説明した本発明の逆拡散器を用いて相関値を得ることにより大きな拡散利得を得ることができるので、タイミング捕捉率を向上させることができる。

【0051】

また、本発明によるチャネル推定装置は、上記の逆拡散器と、その逆拡散器により得られた複素シンボルに含まれている位相誤差を検出し、該位相誤差の補正を行っている回転補正部とから構成される。

【0052】

本発明のチャネル推定装置では、上記で説明した本発明の逆拡散器を用いて複素シンボルを生成しているので、複素シンボル生成前にある程度の位相誤差は補正されることになる。そのため、位相誤差が大きい場合でもAFC制御により位

相誤差を補正することができ A F C 制御の引き込み範囲を拡大することができる。

【 0 0 5 3 】

【発明の実施の形態】

次に、本発明の実施形態について図面を参照して詳細に説明する。

【 0 0 5 4 】

(第 1 の実施形態)

図 1 は本発明の第 1 の実施形態における逆拡散器の構成を示すブロック図である。図 1 3 中と同一の符号が付された構成要素は同一の構成要素を示す。本実施形態は、図 1 2 に示した移動局において、逆拡散器 7、9 として図 1 に示す逆拡散器を用いたものである。この C D M A 通信システムでは、1 シンボルの信号は n チップの拡散符号により拡散されるものとして説明する。

【 0 0 5 5 】

本実施形態における逆拡散器は、図 1 に示すように、相関器 1 0、2 0 と、位相回転器 3 1₁ ~ 3 1_m と、加算器 4 1、4 2 とから構成されている。ここで、 m は n を K チップ毎に分割するための分割数であり、 $n = m \times k$ となる数である。

【 0 0 5 6 】

また、相関器 1 0 は、 m 個の加算器 1 4₁ ~ 1 4_m と、 n 個の乗算器 1 3₁ ~ 1 3_n と、 $O S R \times (n - 1)$ 個の遅延素子 1 2₁ ~ 1 2 _{$O S R(n-1)$} とから構成され、相関器 2 0 は、 m 個の加算器 2 4₁ ~ 2 4_m と、 n 個の乗算器 2 3₁ ~ 2 3_n と、 $O S R \times (n - 1)$ 個の遅延素子 2 2₁ ~ 2 2 _{$O S R(n-1)$} とから構成されている。

【 0 0 5 7 】

加算器 1 4₁ ~ 1 4_m は、乗算器 1 3₁ ~ 1 3_n のうちの k 個の乗算器からの値をそれぞれ積算することにより $1 / k$ チップレートの間信号を生成している。例えば、加算器 1 4₁ は、乗算器 1 3₁ ~ 1 3_k からの値を積算して出力している。加算器 2 4₁ ~ 2 4_m も同様に、乗算器 2 3₁ ~ 2 3_n のうちの k 個の乗算器からの値をそれぞれ積算している。

【 0 0 5 8 】

n 、 m 、 k の具体的な値としては、例えば n が 2 5 6 の場合、つまり 1 シンボ

ルが256チップに拡散される場合に、256チップを分割する数である m を4とすると、分割された各単位毎のチップ数 k は64チップとなる。

【0059】

位相回転器 $31_1 \sim 31_m$ は、加算器 $14_1 \sim 14_m$ によって得られた m 個の $1/k$ チップレートの中間信号を、それぞれ基準回転角 δ ずつずらした m 段階の位相回転角 δ 、 2δ 、 3δ 、 \dots 、 $m\delta$ だけ複素平面上で位相を回転させて出力している。加算器 41 、 42 は、それぞれ m タップ入力の加算器であり、位相回転器 $31_1 \sim 31_m$ により位相が回転された中間信号それぞれ I 成分、 Q 成分毎に積算することにより複素シンボルの相関値を得ている。ここで得られた複素シンボルは、位相回転器 $31_1 \sim 31_m$ により位相回転されたことにより擬似的に周波数オフセットを与えられ逆拡散された複素シンボルとなっている。

【0060】

ここで、位相回転器 $31_1 \sim 31_m$ により行われる中間信号の基準回転角 δ を数種類の大きさに設定することにより、複素シンボルに与える周波数オフセットを変化させることが可能である。そして、周波数オフセットを与えられた複素シンボルの電力値を求め、得られた電力値が最も大きくなった位相回転角により与えられる周波数オフセットが送信側と受信側の周波数誤差に最も近い周波数オフセットとなる。

【0061】

そして、位相回転器 $31_1 \sim 31_m$ は、複素シンボルの電力値が最も大きくなった位相回転角に基づいて中間信号の位相回転をそれぞれ行う。ここで、位相回転器 $31_1 \sim 31_m$ によって行われる位相回転により与えられる周波数オフセットは、送信側と受信側の周波数ずれに完全に一致する程の高い精度は必要ではなく、チャンネル推定装置5によるチャンネル推定が可能な範囲に、周波数ずれが収まれば後は従来と同様なAFC制御により周波数ずれは補正される。

【0062】

1シンボルあたりのチップ数である n を分割するための数 m を大きくすると回路規模は大きくなるが大きな拡散利得を得ることができタイミング捕捉率の向上およびBERの削減を図ることができる。そのため、分割数 m の値は、必要とな

る性能および許容できる回路規模等を考慮して決定される値である。

【0063】

次に、基地局信号発生シミュレータを用いて、基地局と移動局の基準周波数ずれを擬似的に発生させるシミュレーションを行なうことにより得られた、本実施形態の逆拡散器を用いた移動局におけるデータを図2～図6に示す。このシミュレーションは、1フレームあたりのシンボル数はI、Qそれぞれ160（シンボル／フレーム）、キャリア周波数2GHzの条件により行われたものである。

【0064】

図2は、キャリア周波数2GHzに対して5ppmの周波数ずれを発生させ、本実施形態の逆拡散器により-4ppmの補正を行った場合と、補正を行わなかった場合と、比較のために1ppmの周波数ずれを発生させ補正を行わなかった場合のビット誤り率（BER）特性を示したものである。ここで、BERは、QPSK復調後のデータにおけるビット誤り率である。

【0065】

この図2より、5ppmの周波数ずれが発生した場合に補正の有無によりビット誤り率特性が大幅に向上していることがわかる。そして、5ppmの周波数ずれが発生した場合でも、-4ppmの補正を行うことにより、1ppmの周波数ずれしか発生していない場合と同程度のビット誤り率特性が得られることがわかる。

【0066】

図3は、図2の条件において分割数mを4から8に増加させた場合のグラフであり、5ppmの周波数ずれが発生した場合でも、-4ppmの補正を行うことにより、1ppmの周波数ずれしか発生していない場合とほとんど同じビット誤り率特性が得られることがわかる。

【0067】

図4は、図2の条件において分割数mを4から16に増加させた場合のグラフであり、5ppmの周波数ずれが発生した場合でも、-4ppmの補正を行うことにより、1ppmの周波数ずれしか発生していない場合と全く同一のビット誤り率特性が得られることがわかる。

【 0 0 6 8 】

図 5 は、分割数 $m = 4, 8, 16$ の場合におけるビット誤り率特性の関係を示したグラフであり、分割数 m を増加させることによりビット誤り率特性が向上することがわかる。

【 0 0 6 9 】

図 6 は、本実施形態の逆拡散器を用いて、目標 BER を 1.0×10^{-2} とした場合に、その目標 BER を得るために必要となる E_b/N_0 の周波数ずれに対する変化を示したグラフである。このシミュレーションは、分割数 $m = 4$ の場合について行われたものである。

【 0 0 7 0 】

このグラフより、補正を行わない場合には、周波数ずれが 4 ppm を超えると目標 BER を得るための E_b/N_0 は急激に増加するのに対して、本実施形態による補正を行うことにより、周波数誤差が大きく、雑音が多い環境下でも復調が可能であることがわかる。このことから、結果的に $AF C$ 制御の引き込み範囲が拡大される。補正なしの従来例では、 $\pm 4 \text{ ppm}$ までの $AF C$ 引き込みが可能であるとすると、同じ雑音環境下であれば、 $\pm 7 \text{ ppm}$ 程度まで、引き込み範囲を拡大することができる。

【 0 0 7 1 】

本実施形態では、図 12 のタイミング検出装置 4 における逆拡散器 7、チャンネル推定装置 5 における逆拡散器 9 に対して本発明を適用した場合を用いて説明したが、本発明はこれに限定されるものではなく、逆拡散器 7、9 のうちのどちらか一方の逆拡散器のみに本発明を適用した場合でも同様に本発明を適用することができるものである。また、逆拡散器 7、9 を 1 つの逆拡散器で共用するようにしてもよい。

【 0 0 7 2 】

また、チャンネル推定装置 5 中の逆拡散器 9 では、位相回転を行った後にチャンネル推定により位相誤差を検出して元の複素シンボルを求めなければならないため、精度の高い位相補正が必要となるが、タイミング捕捉を行うための逆拡散器 7 では、1 シンボル区間の相関値の大きさだけを検出すればよいから、逆拡散器 7

の場合よりも位相補正の精度は低くてもよい。

【0073】

(第2の実施形態)

次に、本発明の第2の実施形態における逆拡散器について説明する。

【0074】

上記第1の実施形態は、デジタル・マッチド・フィルタを用いた相関器に対して本発明を適用したものであったが、本実施形態はスライディング・コリレータ型の相関器に対して本発明を適用したものである。図14中と同一の符号が付された構成要素は同一の構成要素を示す。

【0075】

本実施形態における逆拡散器は、図7に示すように、相関器60、70と、位相回転器81と、加算器91、101と、遅延素子92、102とから構成されている。

【0076】

相関器60では、I成分のベースバンド信号11はチップ毎に乗算器62により拡散符号と乗算され、加算器63と遅延素子64により構成される積算器で順次積算されていく。相関器70でも同様にして、Q成分のベースバンド信号21はチップ毎に乗算器72により拡散符号と乗算され、加算器73と遅延素子74により構成される積算器で順次積算されていく。

【0077】

位相回転器81は、複素中間信号を、1組の複素中間信号あたり基準回転角 δ ずつm段階に複素平面上で順次位相回転させることにより回転補正を行う。そして、回転補正が行われた後の複素中間信号のうち、I成分の中間信号は加算器91、遅延素子92により構成される積算器によりm回積算され、Q成分の中間信号は加算器101、遅延素子102により構成される積算器によりm回積算されることにより複素シンボルの相関値が得られる。ここで得られた複素シンボルは、位相回転器31により位相回転されたことにより擬似的に周波数オフセットを与えられて逆拡散された複素シンボルとなる。

【0078】

図7では遅延素子64、74、92、102は、それぞれ1つであるが、受信時にオーバーサンプリングが行われる場合には、オーバーサンプリングレートをOSRとすると、遅延素子64、74、92、102は、遅延素子をそれぞれOSR個縦列に接続するものとする。

【0079】

本実施形態の逆拡散器を用いた場合でも、図2～図6に示したような、上記第1の実施形態の逆拡散器を用いた場合と同様の効果を得ることができる。

【0080】

(第3の実施形態)

次に、本発明の第3の実施形態における逆拡散器について説明する。

【0081】

図1に示した第1の実施形態の逆拡散器では、逆拡散の途中でチップレート信号から $1/k$ チップレートの中間信号を生成し、その中間信号を段階的に位相回転させることにより補正処理を行っている。そのため、この第1の実施形態の逆拡散器では、周波数ずれに対する補正能力は高いが、その回路構成はやや複雑になってしまう。具体的には、第1の実施形態の逆拡散器では、図1に示されるように分割数 m と同数の位相回転器 $31_1 \sim 31_m$ が必要となる。また、1シンボル毎に処理を行う必要があるため、回転補正単位がシンボルあたりの拡散チップ数に対して整数分の1に限定されてしまう。

【0082】

図7に示した第2の実施形態の逆拡散器では、逆拡散処理の途中で回転補正を行うため、位相回転器81の前後にそれぞれ累積加算処理を行う積算器を設ける必要があり結果として2段の累積加算処理が必要となるため、第1の実施形態の逆拡散器と同様に回路構成がやや複雑となる。図7中の加算器63、73と遅延素子64、74とからなる積算器が1段めの累積加算処理であり、加算器91、101と遅延素子92、102とからなる積算器が2段めの累積加算処理である。また、第2の実施形態の逆拡散器も、第1の実施形態と同様に回転補正単位が、シンボルあたりの拡散チップ数に対して整数分の1に限定されてしまう。

【0083】

さらに、上記第1および第2の実施形態は、逆拡散ので処理を分割することができるデジタル・マッチド・フィルタやスライディング・コリレータを相関器として用いた逆拡散器に本発明を適用した場合であるが、逆拡散の処理を分割して回転補正を行うことができない相関器を用いた逆拡散器には同様に本発明を適用することができない。

【0084】

例えば、階層化構造を有するゴレイ (Golay) ・コリレータ (例えば 3 GPP (3rd Generation Partnership Project) TSGR1-99554) を相関器として用いた逆拡散器には、逆拡散の処理を分割して回転補正を行うという方法は適用することができない。

【0085】

階層化構造を有するこのようなゴレイ・コリレータの構造の一例を図8に示す。図8中において、遅延素子D1～D8はF/Fあるいはメモリ等により構成され、W1～W8は1あるいは-1の値をとる係数である。このゴレイ・コリレータは、図8の左側からI成分のベースバンド信号11 (Q成分のベースバンド信号21) を入力し、Di (i=1～8) クロックだけ遅延された上段の値と、遅延されずにWi を乗じた下段の値との加算/減算が複数回繰り返されることにより逆拡散が行われるというものである。

【0086】

例えば、3 GPP TS 25.213 2.4.0に示されているとおり、

【0087】

$$\begin{aligned} & [D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8] \\ & \quad = [128, 64, 16, 32, 8, 1, 4, 2] \\ & [W1, W2, W3, W4, W5, W6, W7, W8] \\ & \quad = [1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1] \end{aligned}$$

という組合せにより、下記のyで示される256チップの拡散符号で拡散された信号の逆拡散を行うことができる。

【0088】

【数 1】

$$y = [a, a, a, \bar{a}, \bar{a}, a, \bar{a}, \bar{a}, a, a, a, \bar{a}, a, \bar{a}, a, a]$$

ここで、 a は下記に示されるような 16 ビットのビット列であり、

【0089】

【数 2】

$$\bar{a}$$

は下記に示すようにビット列 a を反転したビット列を示している。

【0090】

【数 3】

$$a = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 1, 0]$$

$$\bar{a} = [1, 1, 1, 1, 1, 1, 0, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 0, 1]$$

【0091】

このゴーレイ・コリレータは、任意の拡散符号に対して逆拡散を行えるわけではないが、このゴーレイ・コリレータ構成の相関器を使用することができる場合、マッチドフィルタに比べて、遅延用メモリや加算器の回路規模を削減することができる。

【0092】

このゴーレイ・コリレータでは 1 シンボルを 1 度に逆拡散する場合には適しているが、上記でも説明したように、1 シンボル内の逆拡散処理を拡散率の約数である分割数 m に分割して処理することはできない。そのため、逆拡散処理途中での回転補正を行うことはできない。

【0093】

本実施形態の逆拡散器は、上記第 1 および第 2 の実施形態の逆拡散器におけるこのような点を改善したものである。本発明の第 3 の実施形態の逆拡散器を図 9 に示す。

【0094】

本実施形態の逆拡散器は、図9に示すように、周波数誤差補正器82と、拡散符号乗算器86と、累積加算器87、88とから構成されている。また、周波数誤差補正器82は、チップ数カウンタ83と、ステップ番号カウンタ84と、位相回転器85とから構成されている。

【0095】

チップ数カウンタ83は、入力されるデジタル信号のI、Q成分のベースバンド信号11、21のチップ数を順次カウントし、そのチップ数がKチップ増加する毎にステップ番号カウンタ84にステップ番号のインクリメントを指示している。

【0096】

ステップ番号カウンタ84は、チップ数カウンタ83からのインクリメント指示に従い、出力しているステップ番号がM-1以外の場合にはそのステップ番号を1増加させ、ステップ番号がM-1の場合には1増加させるかわりにステップ番号を0に戻す処理を行っている。

【0097】

位相回転器85は、一周の回転角度である 2π をMステップ分割した角度である基準回転角刻みで回転処理を行う事が可能で、予め設定されたM段階の位相回転角のうち、ステップ番号カウンタ84のステップ番号に応じた位相回転角で、I、Q成分のベースバンド信号11、21の複素平面上での位相を回転させることにより回転補正処理を行っている。

【0098】

拡散符号乗算器86は、位相回転器85により回転補正が行われた後のI、Q成分のベースバンド信号に対して、それぞれ拡散符号を乗算する処理を行っている。

【0099】

累積加算器87、88は、拡散符号乗算器86からの乗算値を、それぞれI、Q成分毎に1シンボル区間累積加算することによりI、Q成分の相関値を生成している。

【0100】

次に、本実施形態の逆拡散器の動作について図面を参照して詳細に説明する。

【0101】

R F復調されたデジタル信号の I、Q 成分のベースバンド信号 11、21 は、先ず周波数誤差補正器 82 に入力される。

【0102】

チップ数カウンタ 83 およびステップ番号カウンタ 84 の 2 つのカウンタにより、ステップ番号は K チップ毎に 0 ~ (M-1) の間でインクリメントもしくは 0 に戻す処理が行われる。ステップ番号をデクリメントもしくは 0 に戻す処理を行うことで、インクリメントとは逆方向の周波数ずれを補正することが可能である。

【0103】

ステップ位相回転器 85 では、I、Q 成分のベースバンド信号 11、21 に対して、ステップ番号カウンタ 84 からのステップ番号に応じた位相回転角での回転補正処理を行う。具体的な例として M=8 とした場合における位相回転の様子を図 10 に示す。この場合には、各ステップ毎の位相回転量は $\pi/4$ 刻みとなる。つまり、この場合の基準回転角は $\pi/4$ である。

【0104】

そして、周波数誤差補正器 82 の出力は拡散符号乗算器 86 を介して累積加算器 87、88 に入力される。このことにより、回転補正処理された I、Q 成分のベースバンド信号は拡散符号を乗算された後、1 シンボル期間の累積加算処理が行われ、拡散前の情報シンボルとして復号される。

【0105】

本実施形態の逆拡散器を用いることにより、基地局-移動局間における基準発振器に大きな周波数ずれが存在する場合においても、拡散利得減少を抑えることが可能である。たとえば、W-CDMA 3GPP 規格の PCCPCH (Primary Common Control Physical Channel) の場合、キャリア周波数 2 GHz で 4 ppm の周波数オフセットが存在すると、通常のリニア補正無しの状態ではノイズ特性が 4 dB 悪くなるのに対し、本発明を適応すると適切周波数補正を行った場合のノイズ特性の劣化は 0.3 dB に抑える事ができる。

【0106】

また上記第1および第2の実施形態の逆拡散器では、逆拡散処理の途中で回転補正を行うため、マッチド・フィルタやスライディング・コリレータのような逆拡散処理を分割することができる相関器にしか適用することができなかった。しかし、本実施形態の逆拡散器では、逆拡散処理を行う前に位相回転補正を行っているため、後段における逆拡散処理には従来の逆拡散処理からの変更は何も必要ではなく、相関器の構成に関して自由度が増す。したがって、図8に示した階層化構造のゴーレイ・コリレータを相関器として使用することも可能である。

【0107】

また、本実施形態の逆拡散器は、分割数 m と同数の位相回転器を必要とする第1の実施形態の逆拡散器と比較すると、位相回転器を1つしか必要としないため簡単な回路構成となっている。2段の累積加算処理を必要とする第2の実施形態の逆拡散器と比較すると、累積加算処理は1段しか必要としないため簡単な回路構成となっている。

【0108】

さらに、第1および第2の実施形態の逆拡散器では、逆拡散処理の途中で回転補正を行っているため、1シンボル毎に処理を行う必要があり、回転補正単位がシンボルあたりの拡散チップ数に対して整数分の1でなければならないという限定があるが、本実施形態の逆拡散器では、逆拡散処理の前に回転補正処理を行うため、補正処理単位をシンボル拡散率とは独立に設定することができる。

【0109】

ここで、1周内の回転段階を図10に示すような8段階とすると、必要な位相回転は $\pi/4$ 、 $\pi/2$ 、 π およびこれらの和に限定できる。これらの回転処理は、 π は符号反転、 $\pi/2$ はI、Q入れ替えと符号反転の演算だけである。また、 $\pi/4$ に関しては正確には $\sin \pi/4$ ($= 2^{1/2}/2$) を用いた乗算が必要であるが、 $\sin \pi/4 = 3/4$ と近似しても性能劣化は認められなかった。このような8段階の位相回転器は、シフトと加算器およびセレクタのみと非常に簡単な回路構成で実現することが可能である。

【0110】

一例として周波数誤差が存在する環境において、 $\sin \pi / 4 = 3 / 4$ と近似してPCCPCHを復調した場合にBER（ビットエラー率）が0.1を満たすために必要なノイズ強度 E_b / N_0 をシミュレーションした結果を図11に示す。図11中のKは位相回転を行う際に各ステップにとどまるチップ数であり、この数字が小さいほど大きな周波数オフセット補正を行うことになる。例えばK=85とした場合には、周波数ずれが3ppmである環境下において、回転補正が無い場合に比べて約2dBノイズ耐性が強い事が分かる。

【0111】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明の逆拡散器によれば、回路規模、消費電力を大幅に増加させることなく周波数ずれが大きな環境下においてもタイミング検出、チャネル推定を行うことができるので、AFC制御における引き込み範囲を拡大することができるという効果を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1の実施形態の逆拡散器の構成を示すブロック図である。

【図2】

分割数 $m=4$ の場合に、第1の実施形態の逆拡散器のビット誤り率特性を示すグラフである。

【図3】

分割数 $m=8$ の場合に、第1の実施形態の逆拡散器のビット誤り率特性を示すグラフである。

【図4】

分割数 $m=16$ の場合に、第1の実施形態の逆拡散器のビット誤り率特性を示すグラフである。

【図5】

第1の実施形態の逆拡散器の、分割数 $m=4$ 、8、16の場合におけるビット誤り率特性を示すグラフである。

【図6】

分割数 $m = 4$ の場合に、第 1 の実施形態の逆拡散器により得られる捕捉特性を示すグラフである。

【図 7】

本発明の第 2 の実施形態の逆拡散器の構成を示すブロック図である。

【図 8】

ゴーレイ・コリレータの構成の一例を示す図である。

【図 9】

本発明の第 3 の実施形態の逆拡散器の構成を示すブロック図である。

【図 1 0】

図 9 中の位相回転器 8 5 による、 $M = 8$ とした場合の位相回転の様子を示す図である。

【図 1 1】

図 9 に示した逆拡散器において、キャリア周波数の周波数ずれ量と、ビット誤り率 (BER) が 0. 1 となる E_b/N_0 の値との関係を示すグラフである。

【図 1 2】

AFC 制御が行なわれている移動局の構成を示すブロック図である。

【図 1 3】

図 1 2 中の逆拡散器 7、9 をデジタル・マッチド・フィルタにより実現した場合の構成を示すブロック図である。

【図 1 4】

図 1 2 中の逆拡散器 7、9 をスライディング・コレレータにより実現した場合の構成を示すブロック図である。

【図 1 5】

止まり木チャネルのフレーム構成を示す図である。

【図 1 6】

パイロットシンボルの位相が回転する様子を示す図である。

【図 1 7】

キャリア周波数の周波数ずれ量をパラメータとした場合の、タイミング捕捉率と信号 1 ビットあたりのエネルギー対平均雑音電力スペクトル密度 (E_b/N_0)

) の関係を示すグラフである。

【図 1 8】

キャリア周波数の周波数ずれ量をパラメータとした場合の、ビット誤り率 (BER) と信号 1 ビットあたりのエネルギー対平均雑音電力スペクトル密度 (E_b/N_0) の関係を示すグラフである。

【図 1 9】

従来の他の逆拡散器を含む周波数誤差検出回路の構成を示すブロック図である。

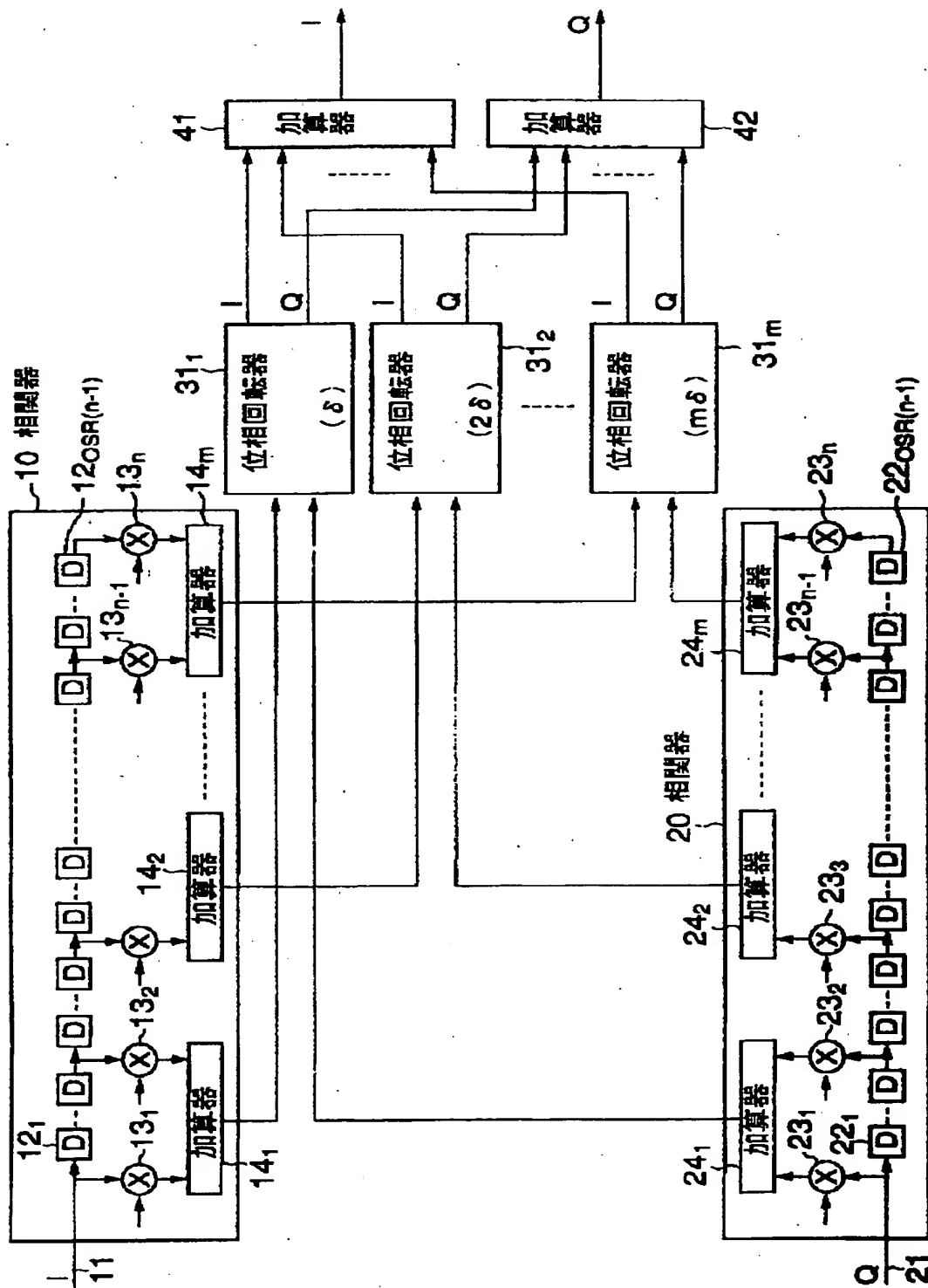
【符号の説明】

- 1 無線部
- 4 タイミング検出装置
- 5 チャネル推定装置
- 6 TCXO
- 7 逆拡散部
- 8 ピーク検出部
- 9 逆拡散部
- 10 相関器
- 11 ベースバンド複素信号 (I)
- $12_1 \sim 12_{OSR(n-1)}$ 遅延素子
- $13_1 \sim 13_n$ 乗算器
- $14, 14_1 \sim 14_m$ 加算器
- 15 回転補正部
- 16 復調部
- 17 AFC 制御回路
- 20 相関器
- 21 ベースバンド複素信号 (Q)
- $22_1 \sim 22_{OSR(n-1)}$ 遅延素子
- $23_1 \sim 23_n$ 乗算器
- $24, 24_1 \sim 24_m$ 加算器

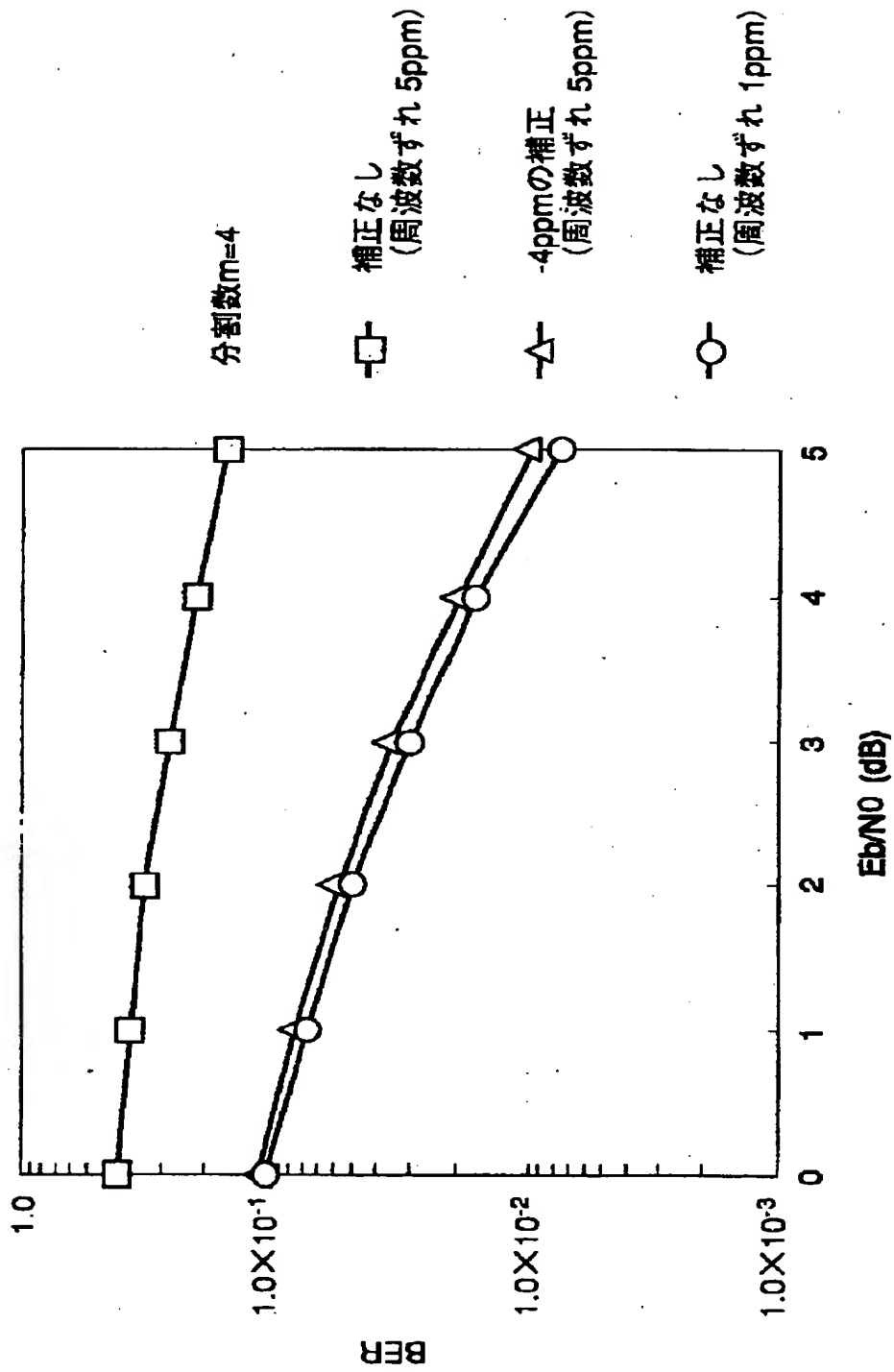
3 1 ₁ ~ 3 1 _m	位相回転器
4 1、4 2	加算器
4 5 ~ 4 8	複素ベクトル
5 0 ₁ ~ 5 0 ₇₂	無線フレーム
5 1 ₁ ~ 5 1 ₁₆	タイムスロット
5 2	サーチコードシンボル
5 3	送信データシンボル
5 4	パイロットシンボル
6 0	相関器
6 2	乗算器
6 3	加算器
6 4	遅延素子
7 0	相関器
7 2	乗算器
7 3	加算器
7 4	遅延素子
8 1	位相回転器
8 3	チップ数カウンタ
8 4	ステップ番号カウンタ
8 5	位相回転器
8 6	拡散符号乗算器
8 7、8 8	累積加算器
9 1	加算器
9 2	遅延素子
1 0 1	加算器
1 0 2	遅延素子
1 1 0	相関器
1 2 0	相関器

【書類名】 図面

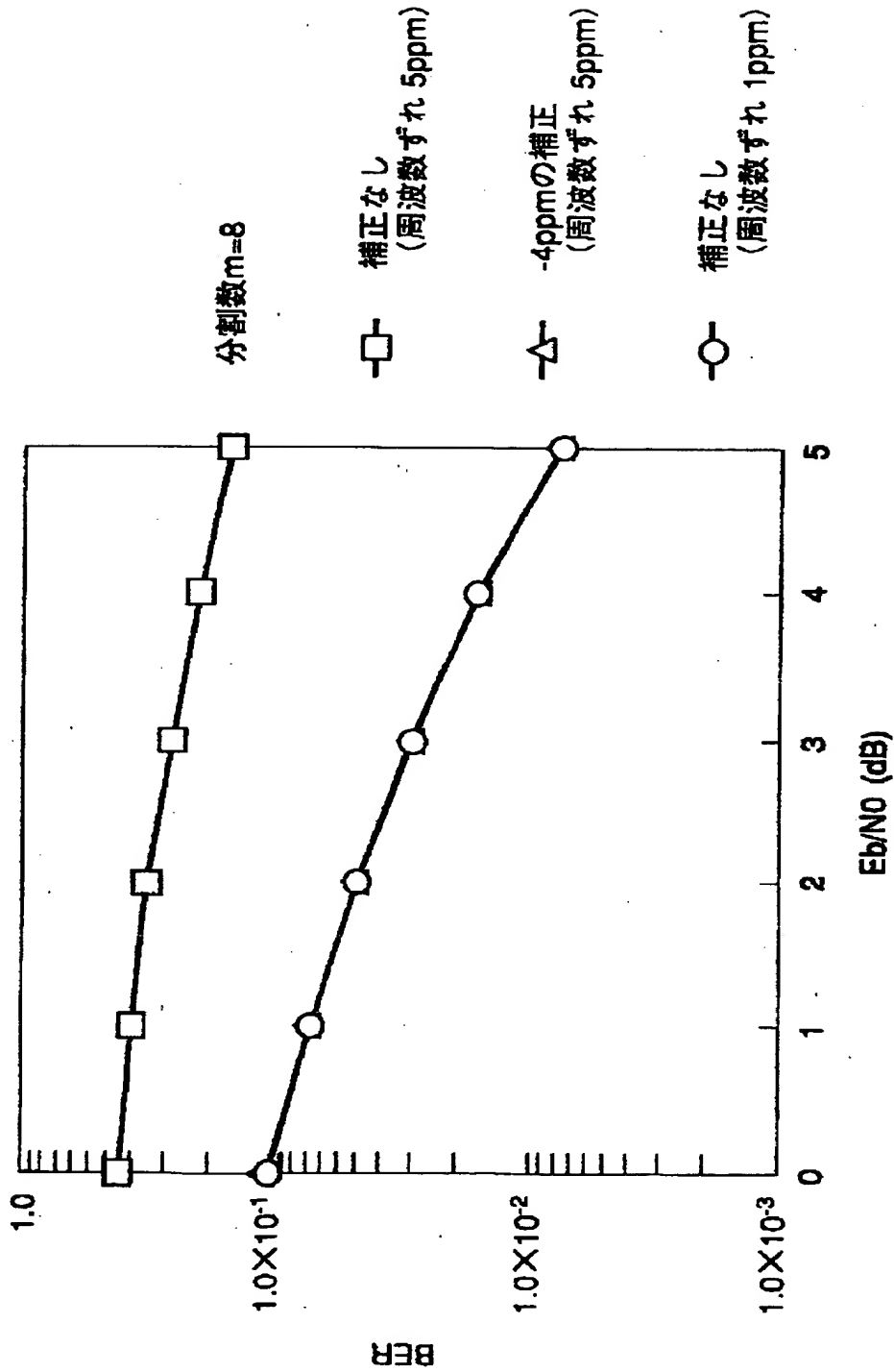
【図 1】



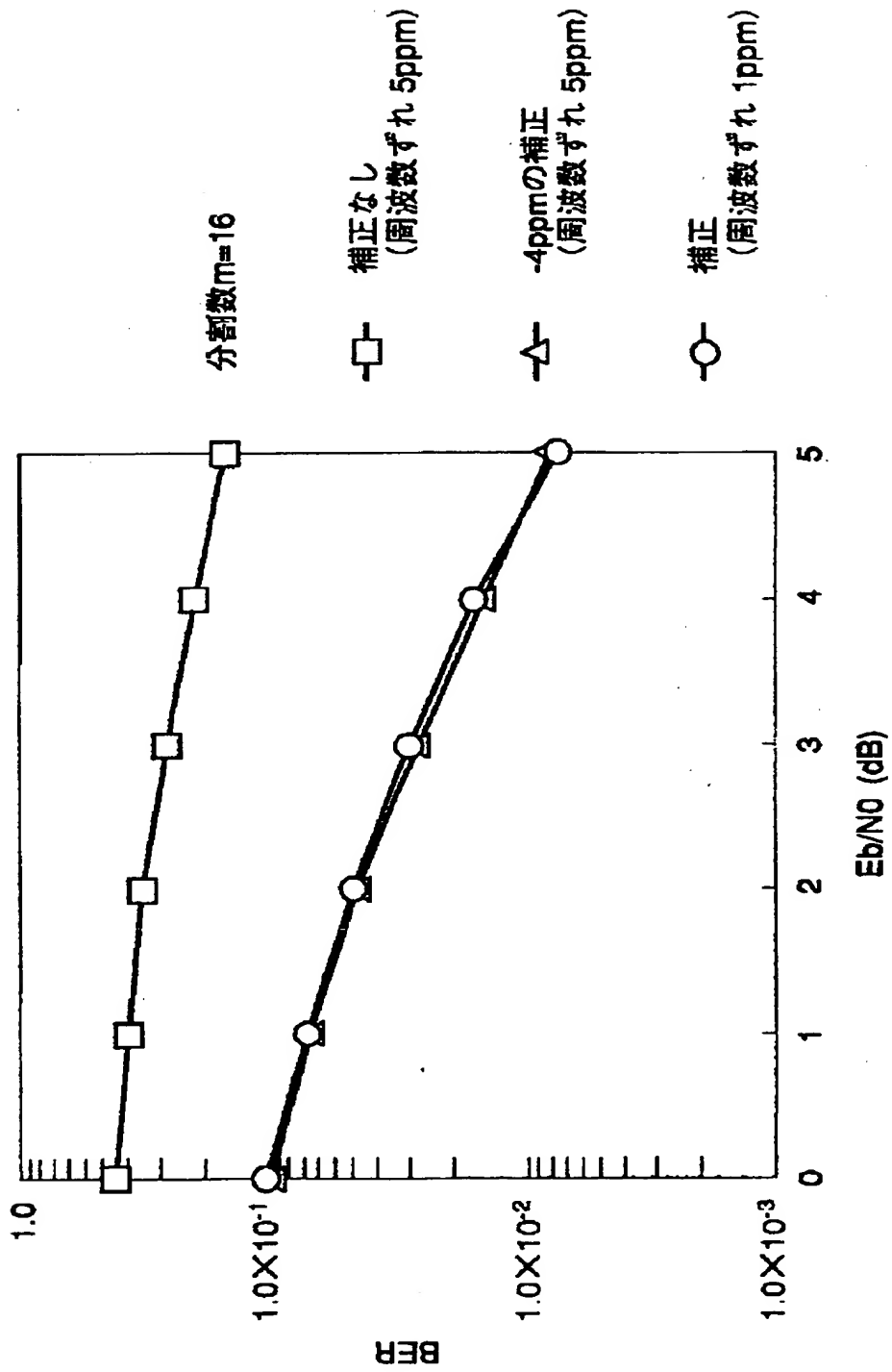
【図 2】



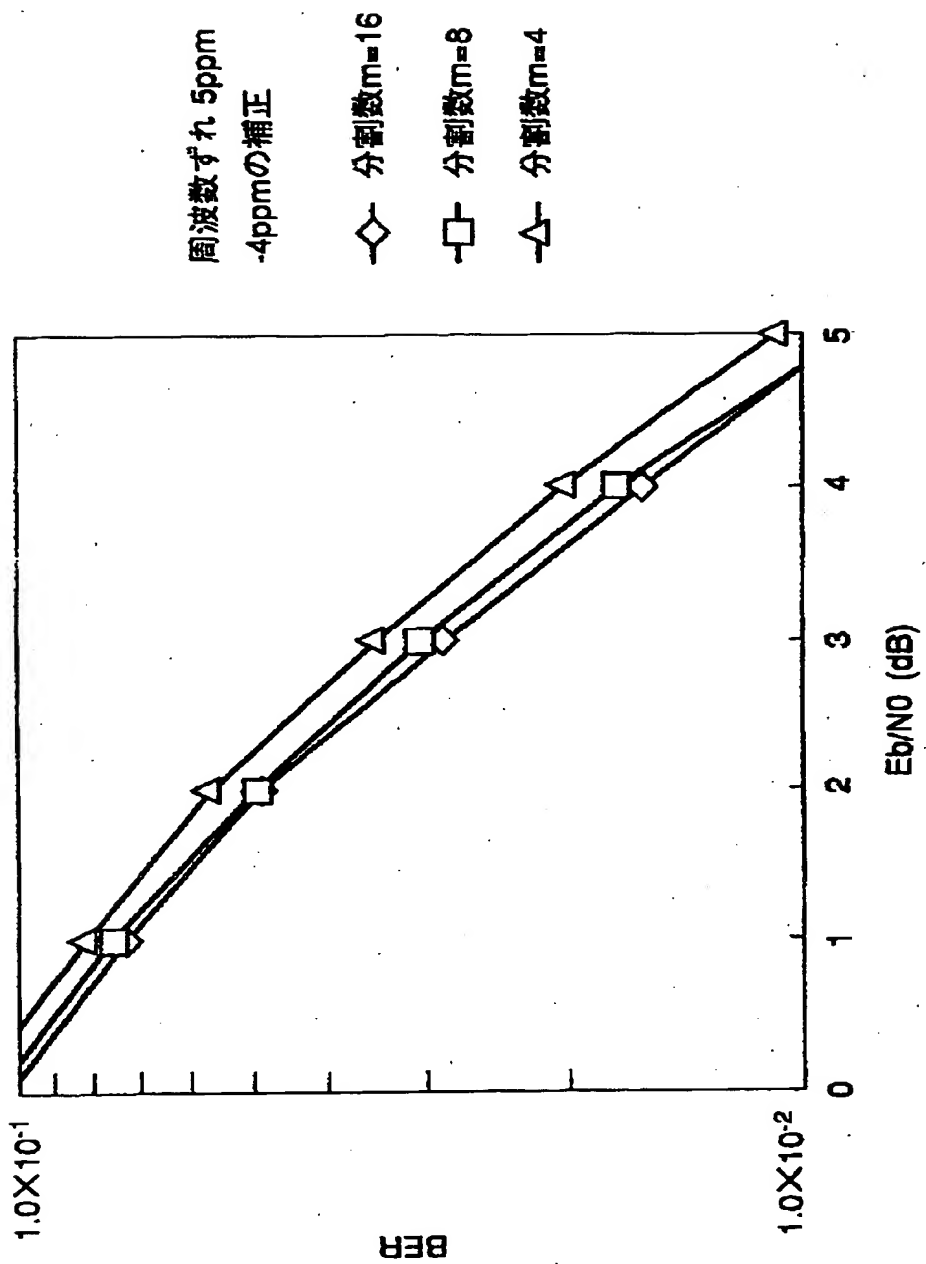
【図 3】



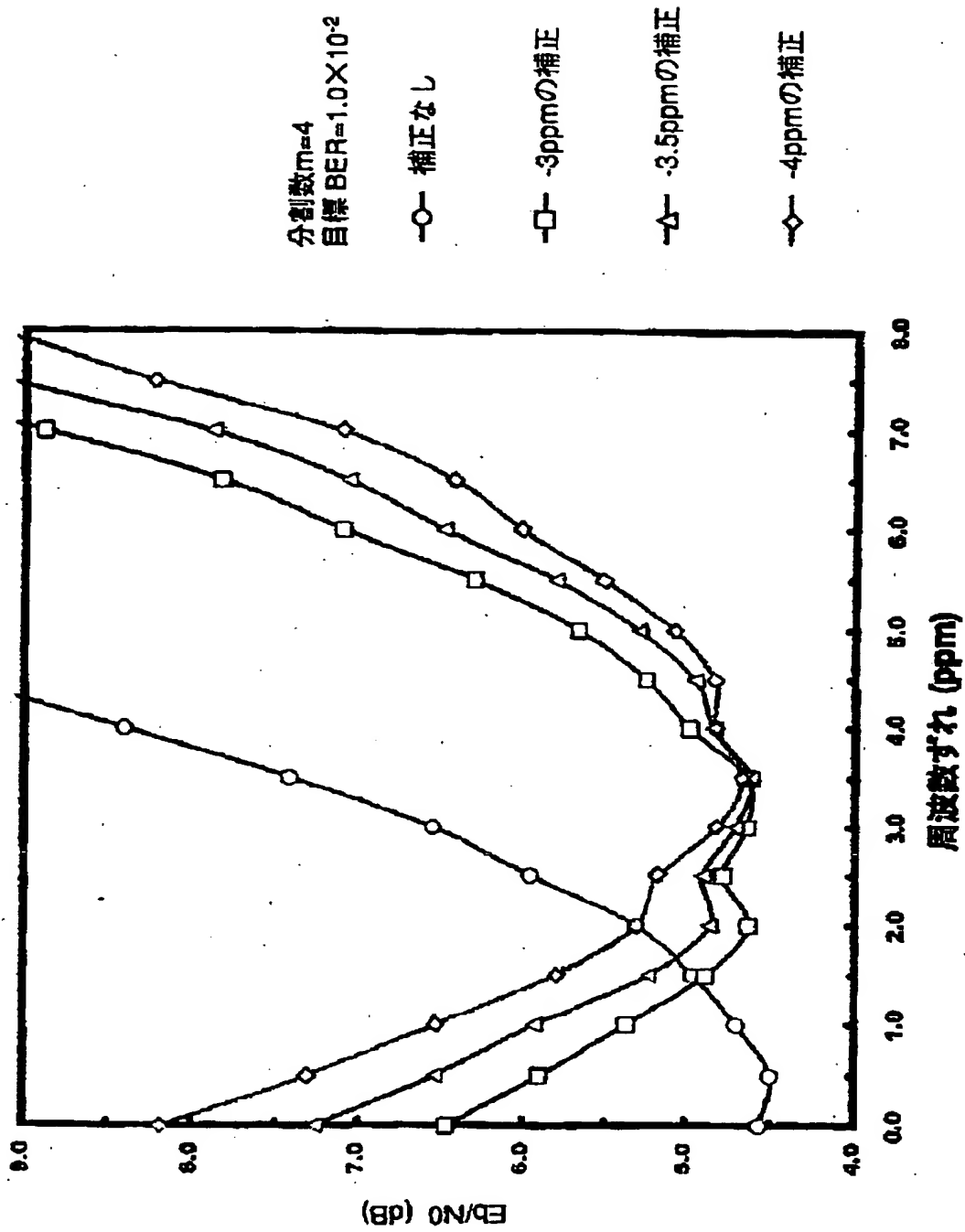
【図 4】



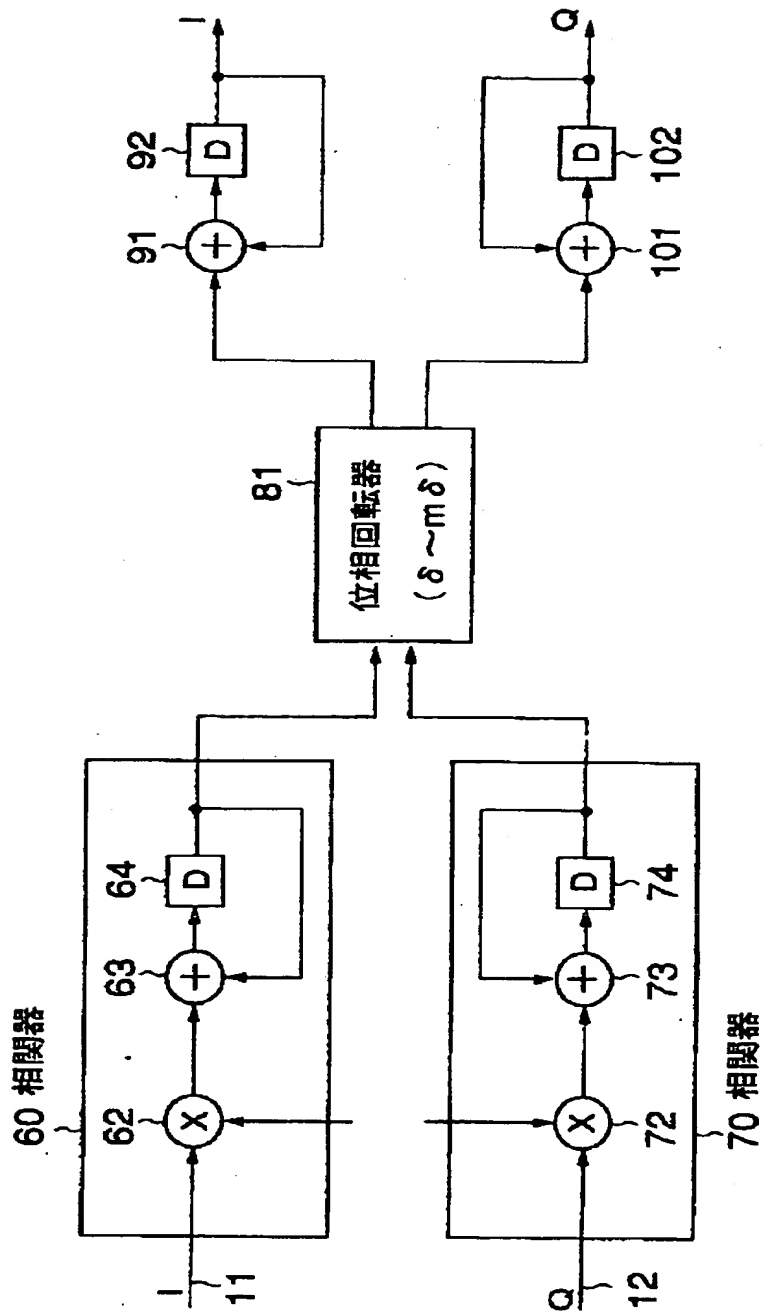
【図 5】



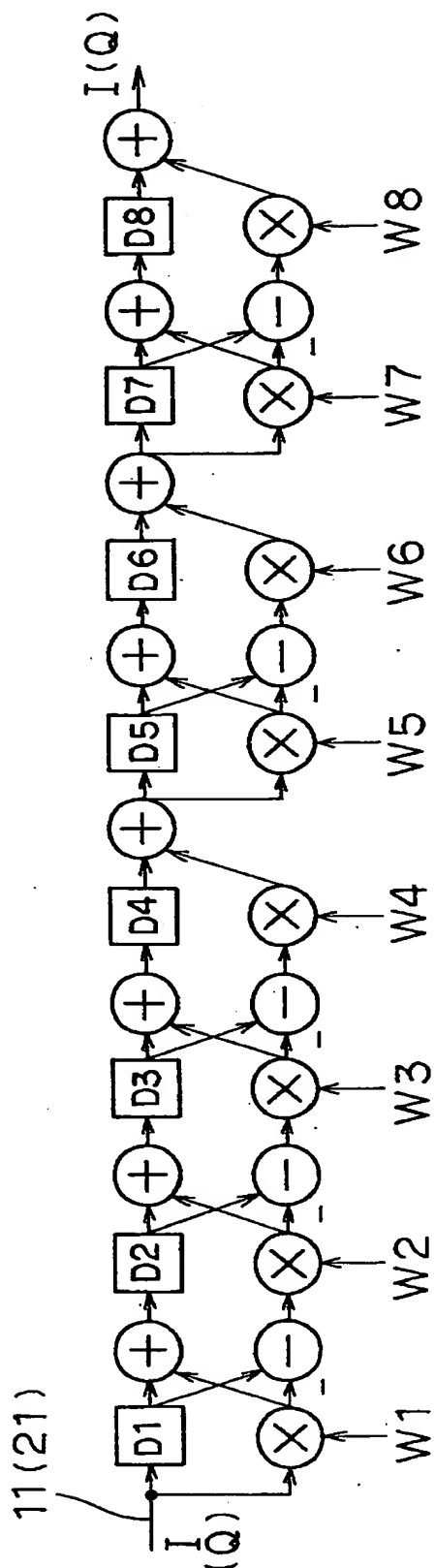
【図 6】



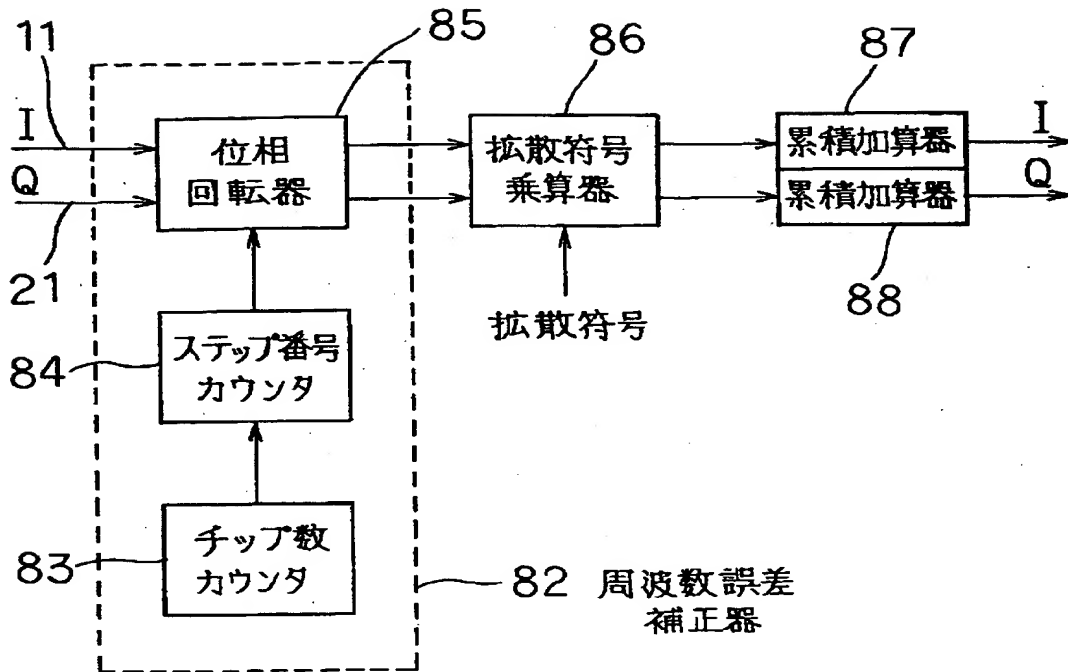
【図 7】



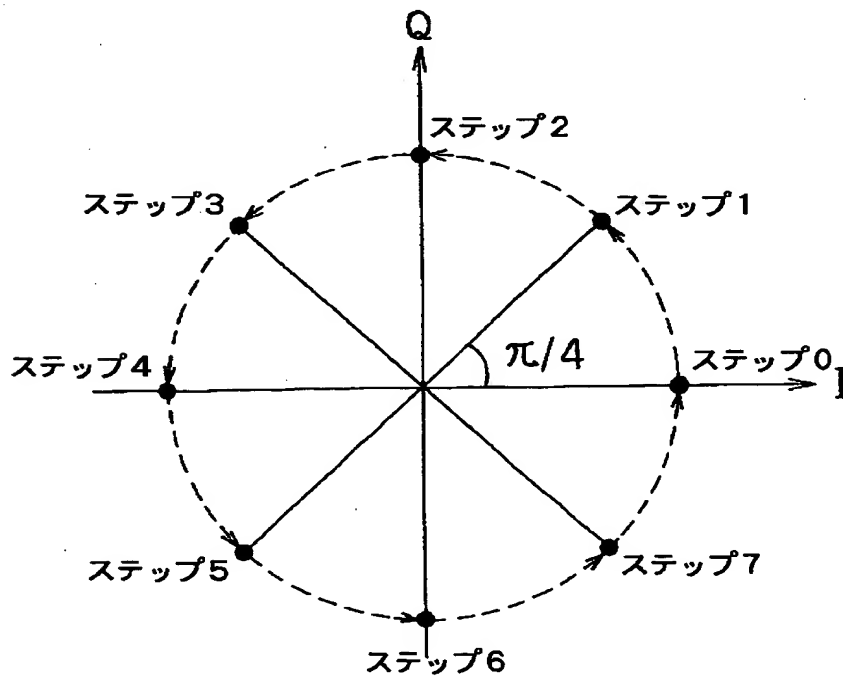
【図 8】



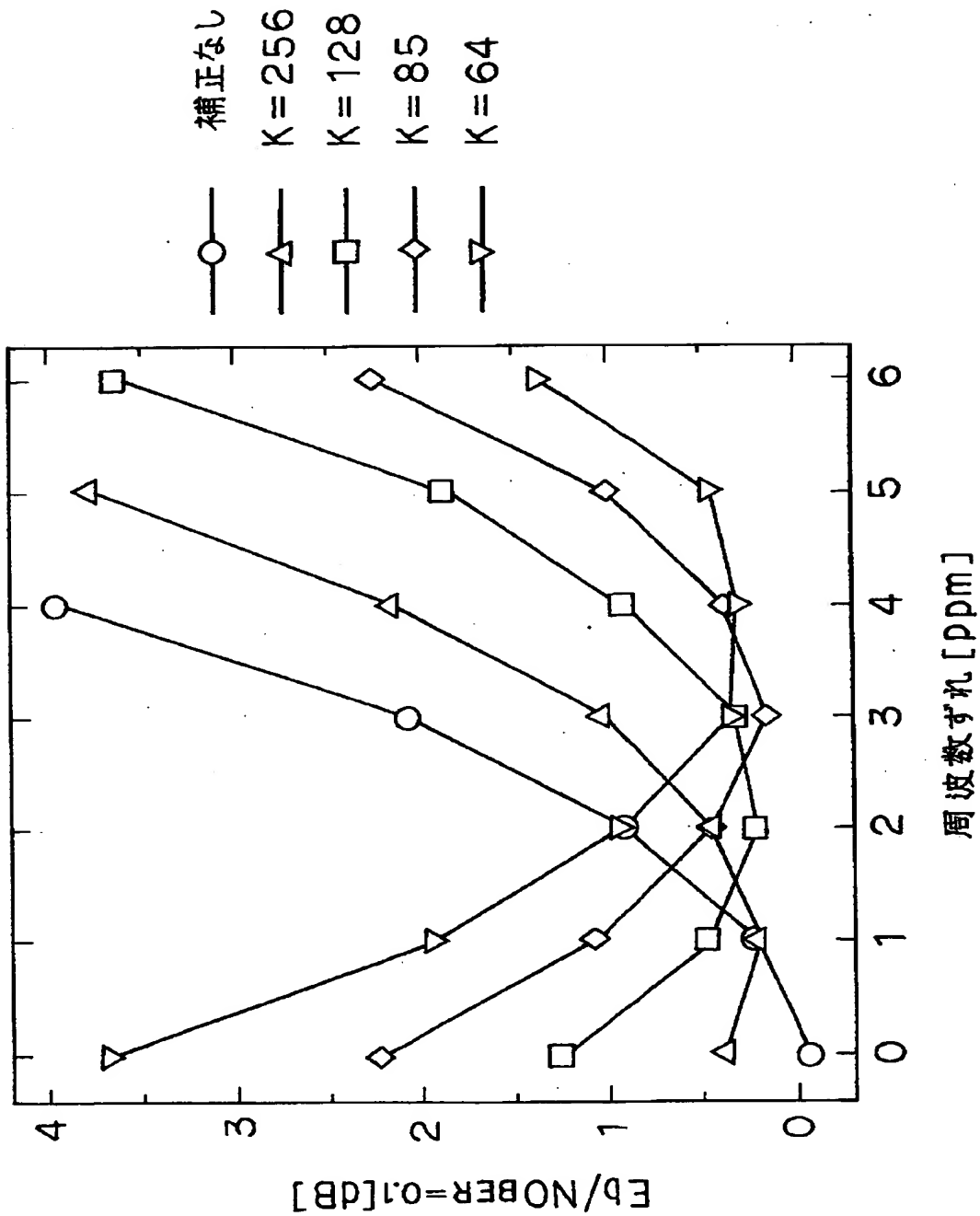
【図 9】



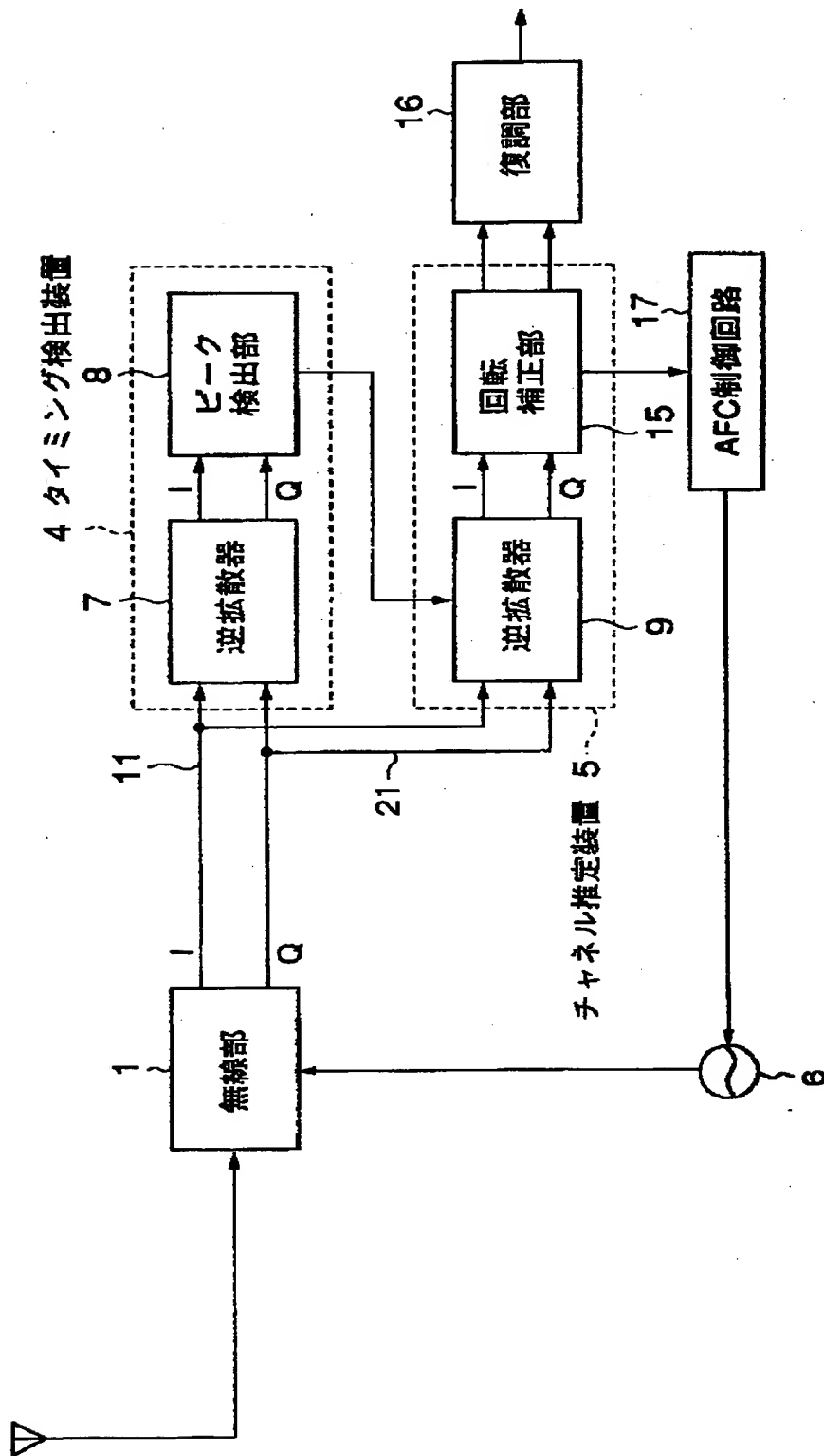
【図 10】



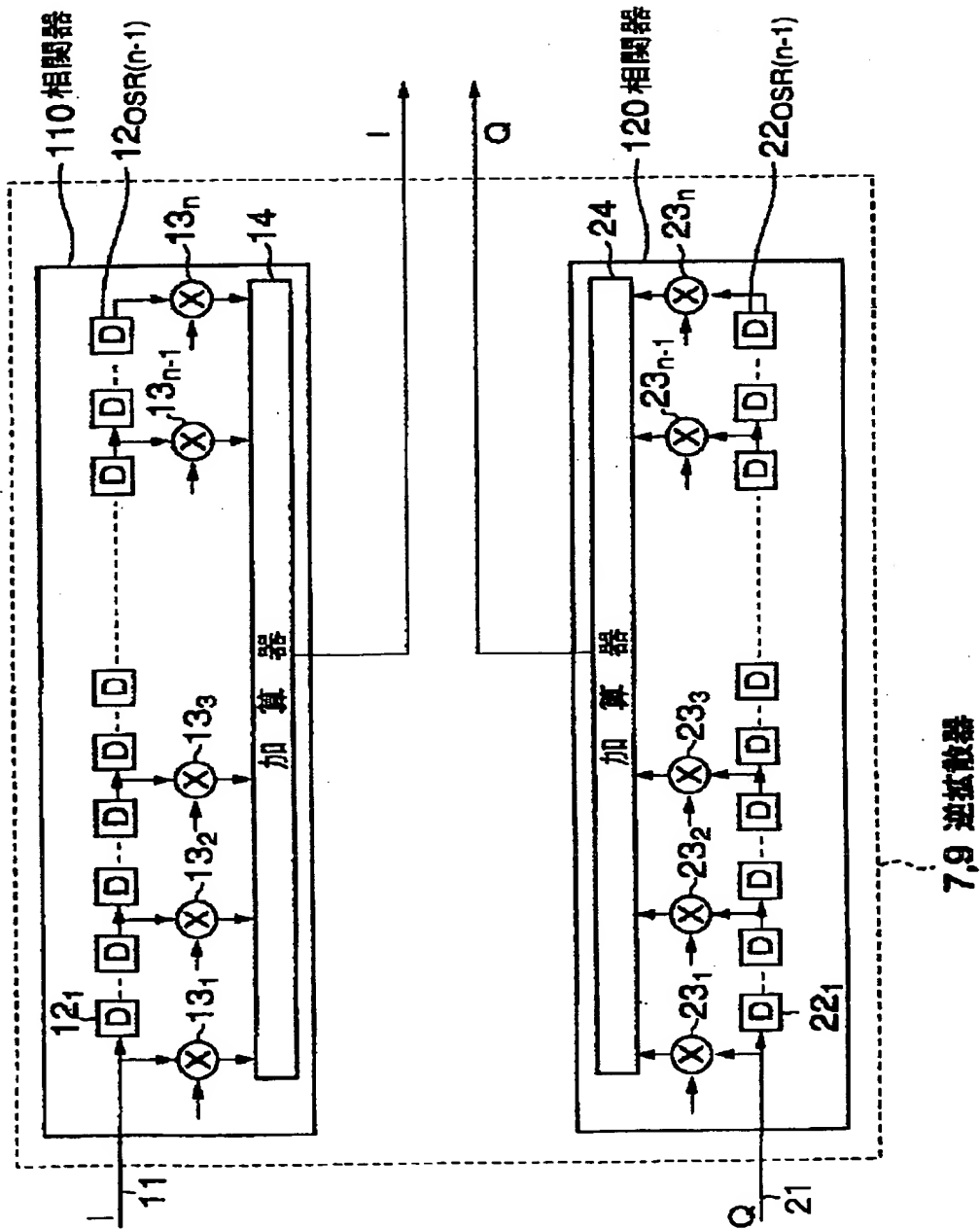
【図 11】



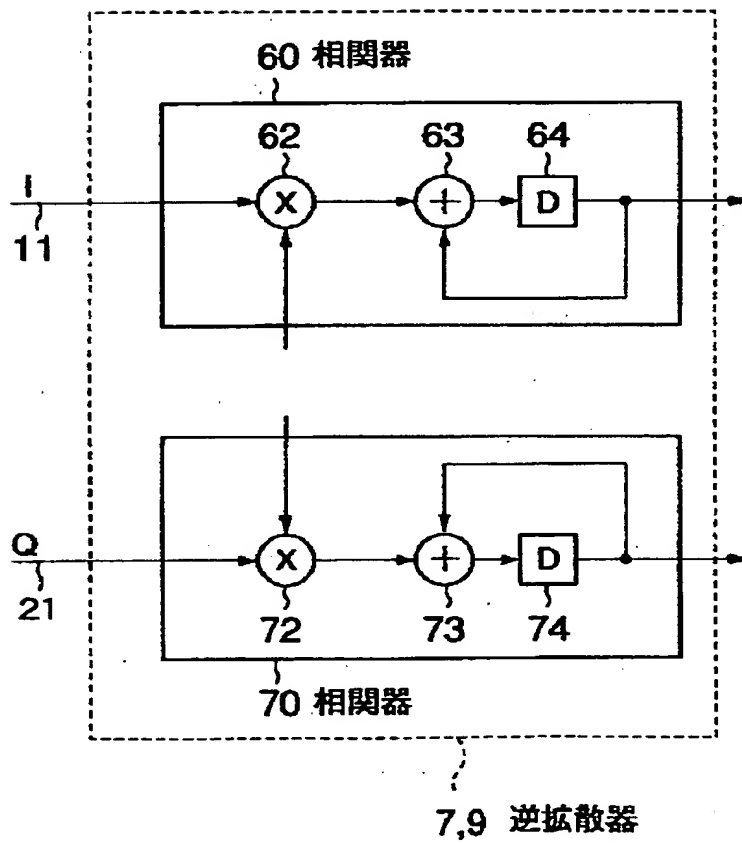
【図 12】



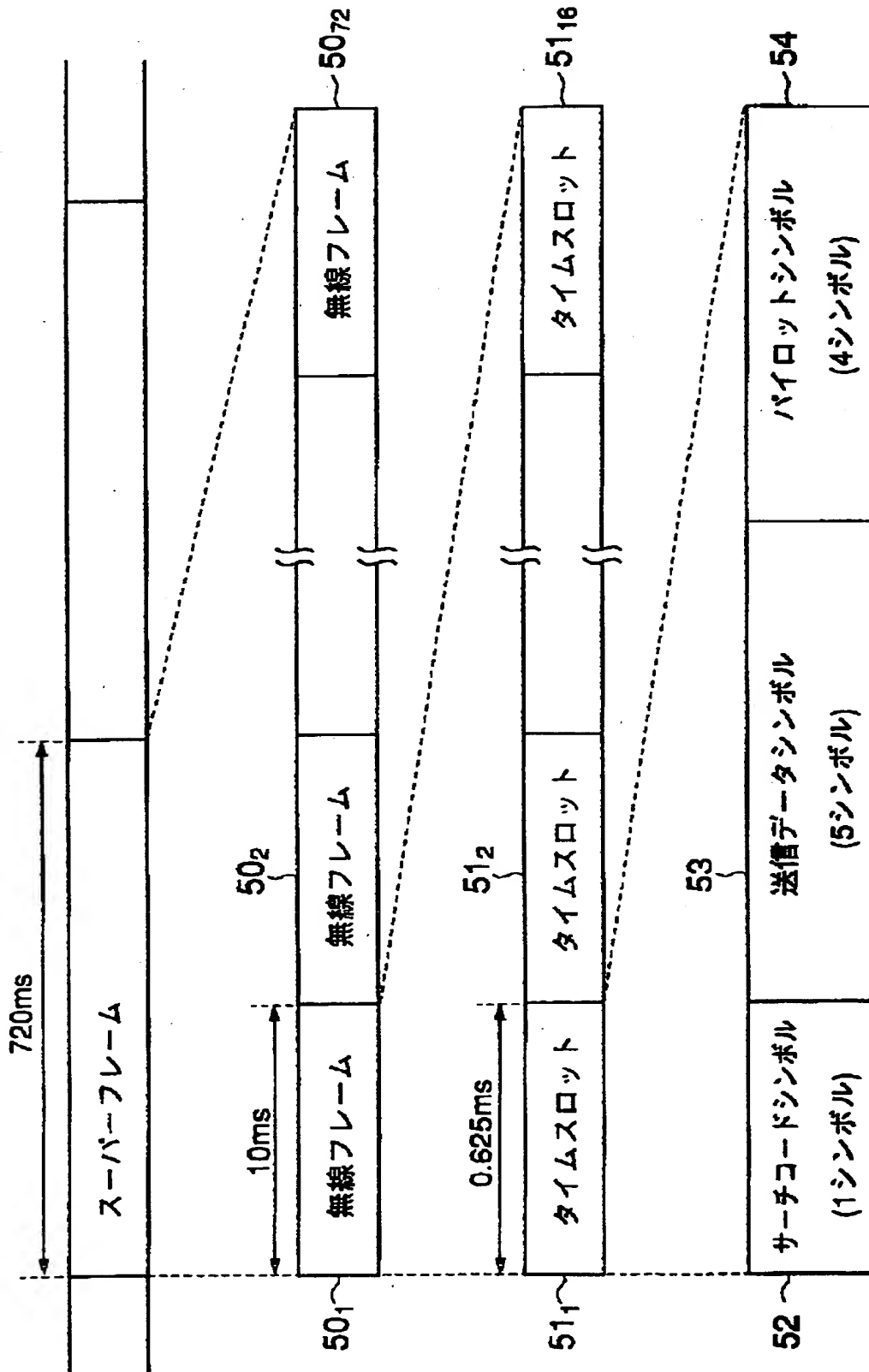
【図 1 3】



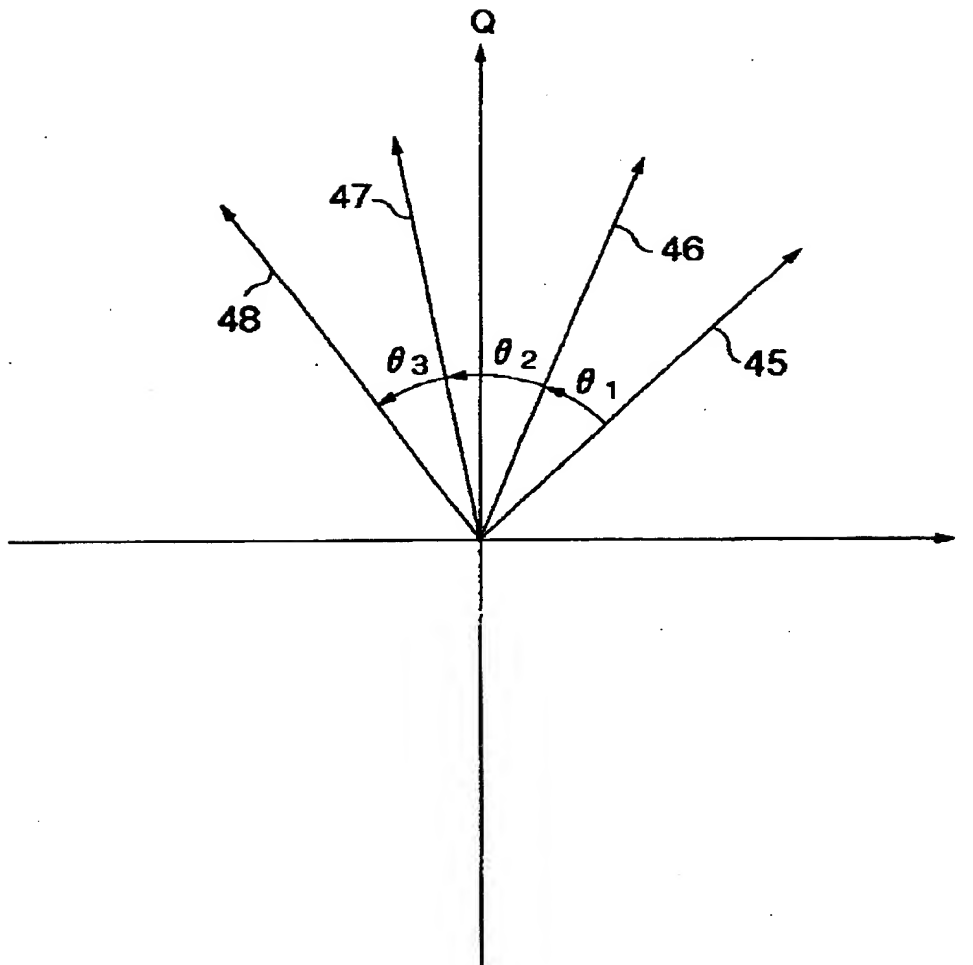
【図 1 4】



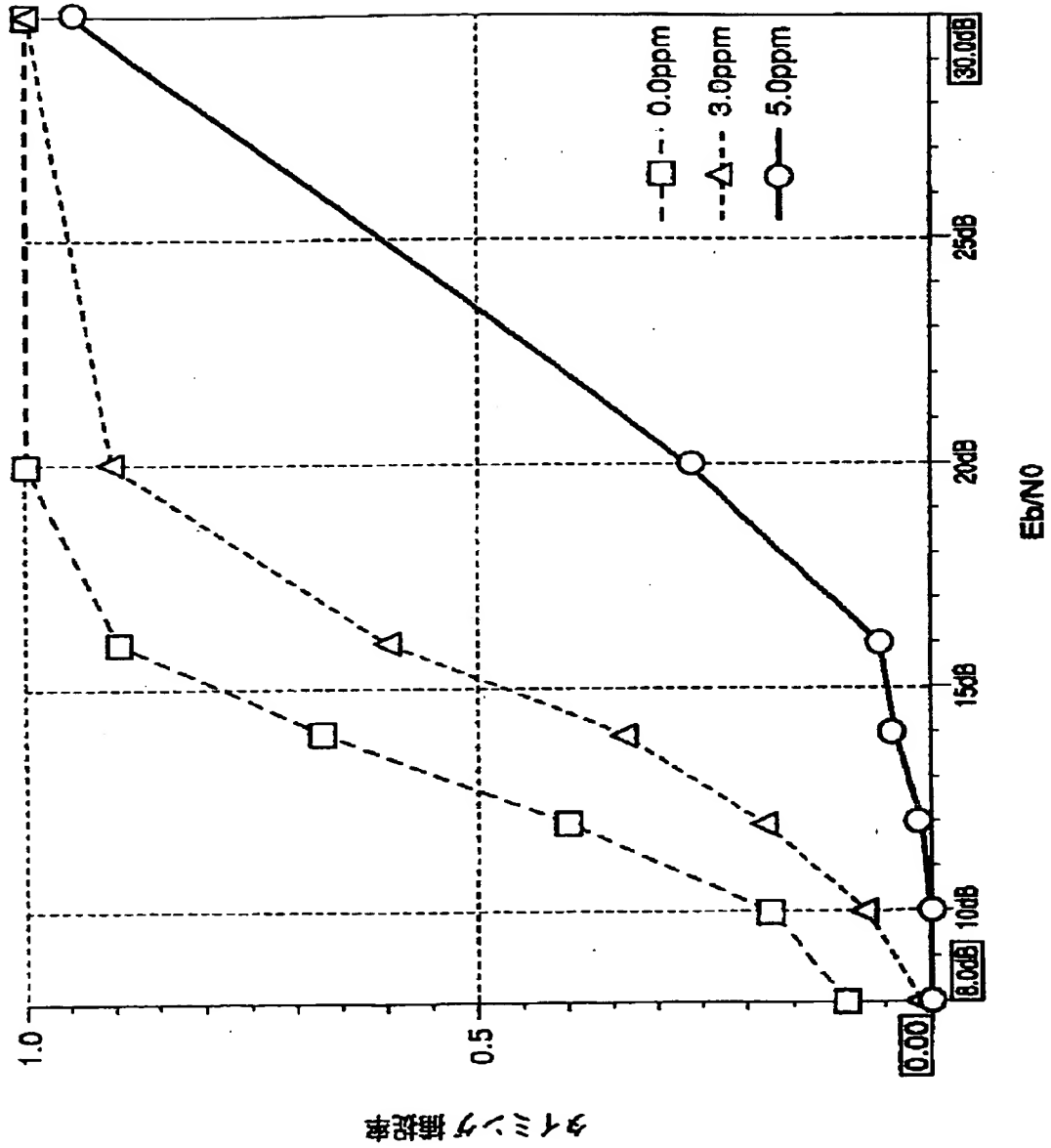
【図 15】



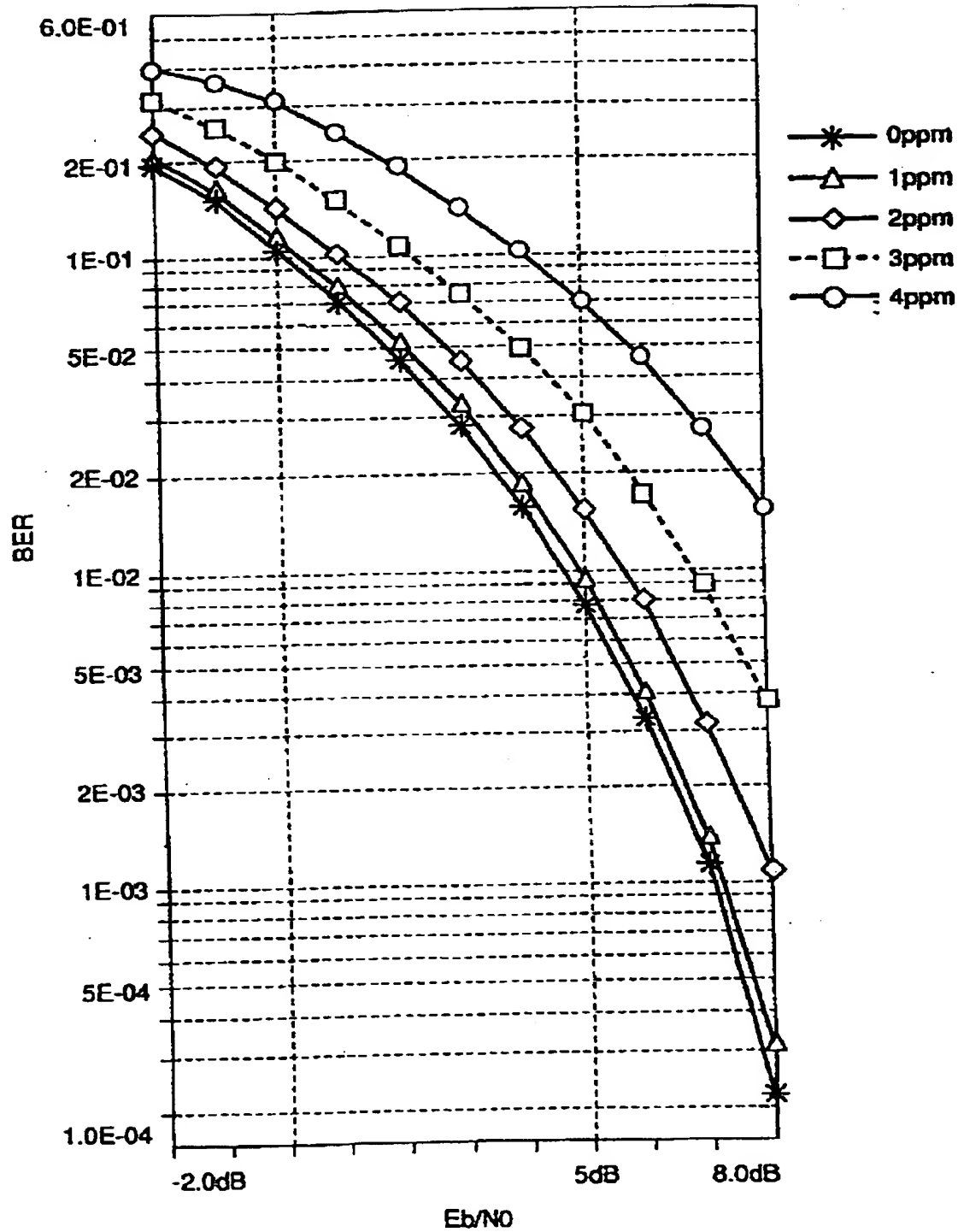
【図 1 6】



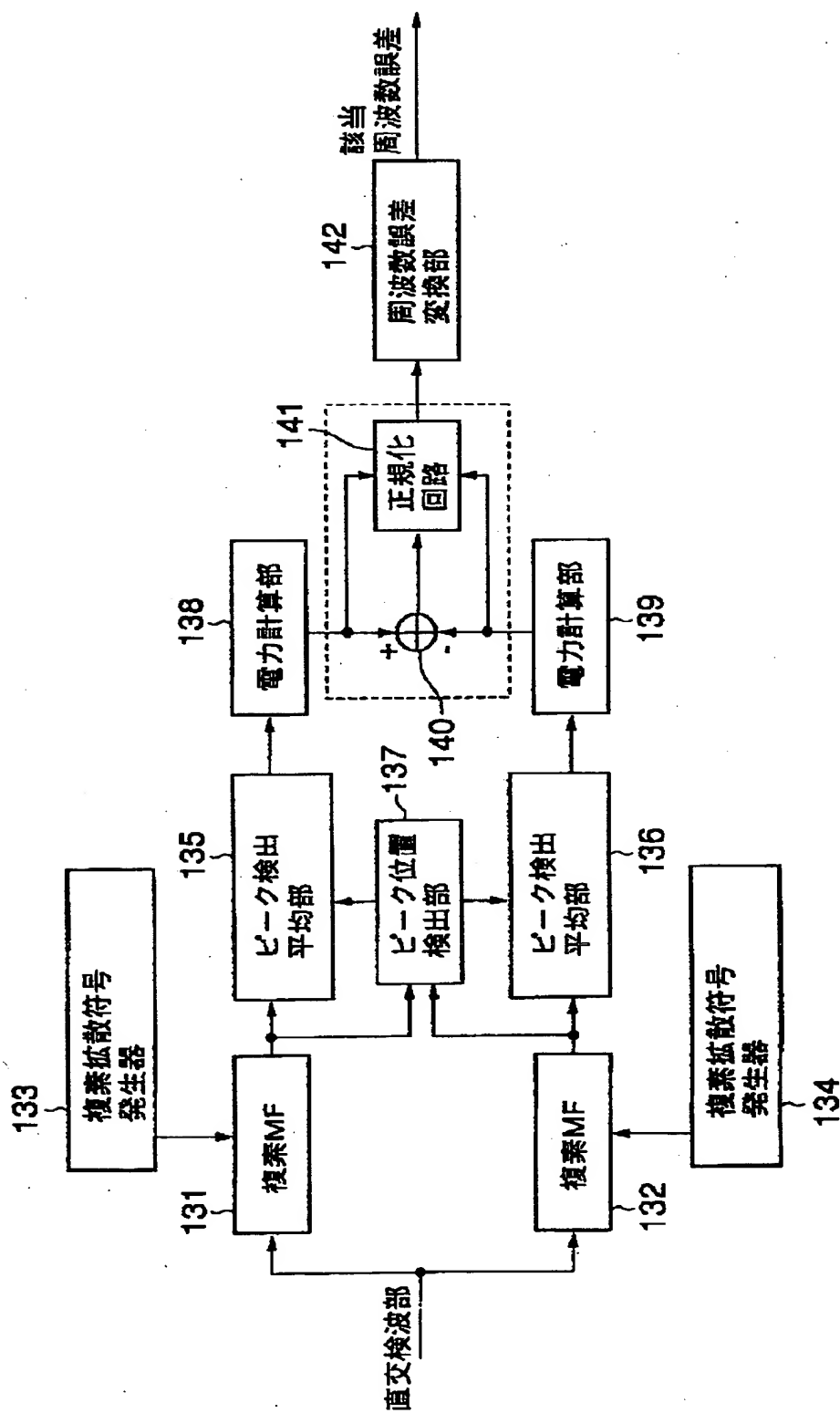
【図 17】



【図 18】



【図 1 9】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 逆拡散器の回路規模、消費電力を増加させることなく A F C 制御における引き込み範囲を拡大する。

【解決手段】 乗算器 $13_1 \sim 13_n$ 、 $23_1 \sim 23_n$ により複素ベースバンド信号 11 、 21 と拡散符号との間で乗算を行ない、その n 個の乗算値をそれぞれ積算して複素シンボルを得る前に、 m 個の加算器 $14_1 \sim 14_m$ 、 $24_1 \sim 24_m$ により k 個の乗算値毎に積算を行って m 個の複素中間信号を生成する。位相回転器 $31_1 \sim 31_m$ により、その m 個の複素中間信号に対して周波数オフセットを与えることにより、1 シンボル区間内での回転を補償して、大きな拡散利得を得るようにしてタイミング捕捉率を増加させる。また、複素シンボル生成前において位相誤差が補正されるため A F C 制御における引き込み範囲が拡大される。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004237]

1. 変更年月日	1990年 8月29日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都港区芝五丁目7番1号
氏 名	日本電気株式会社